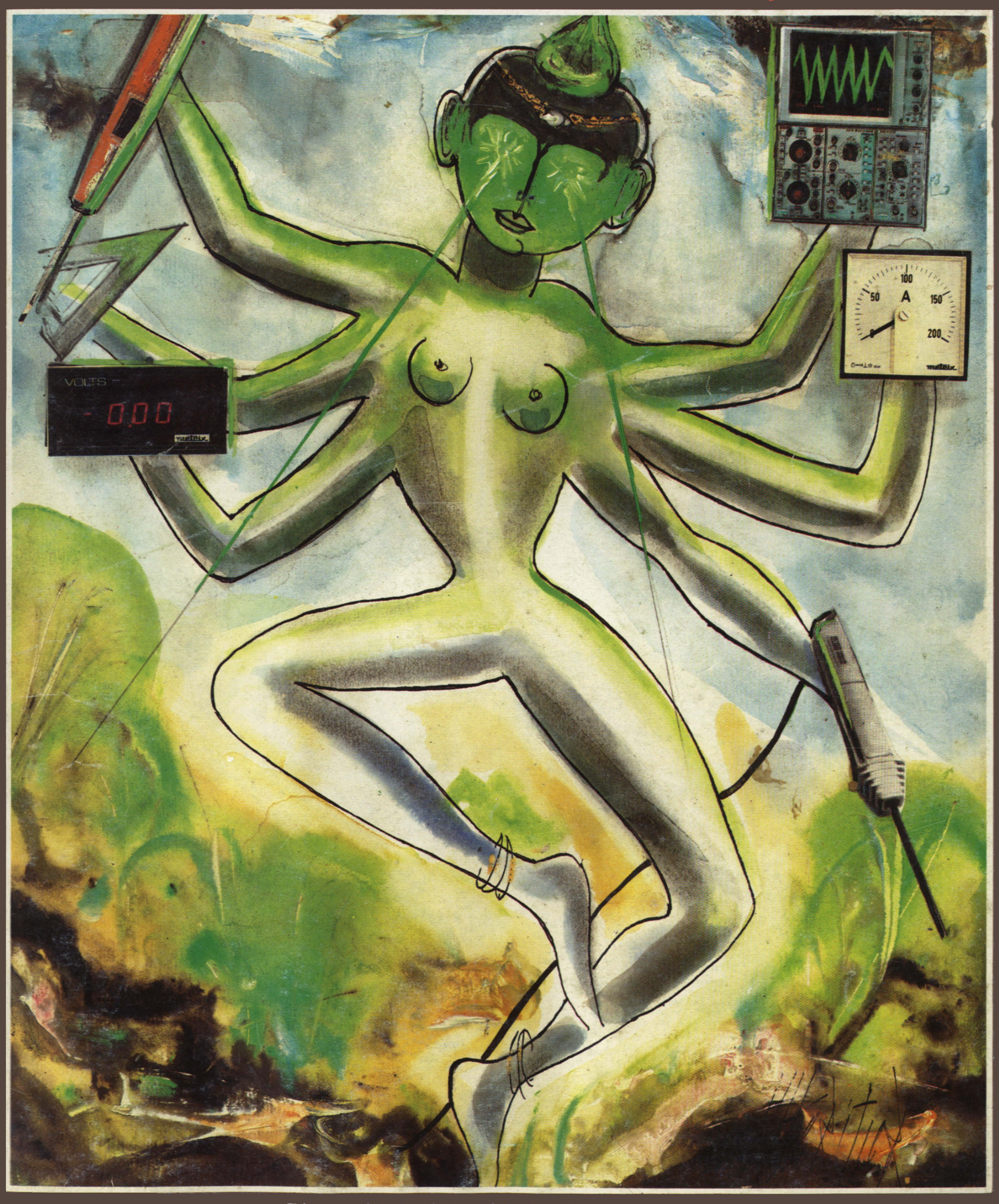
I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

visu



Bimestriel N° 34 - 23 F Février-Mars 1984
SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 415 MIL. : CANADA : CAN $ 3,50 ESPAGNE : 450 PESETAS - BELGIQUE : 170 F B.



ELECTRONIQUE
APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1984 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal : Janvier 1984 N° éditeur : 1183

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **53 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **102 F** (France) - **137 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**



Distribué par SAEM Transports Presse Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / FEVRIER-MARS 84

visu



Applications

Réalisation

Composants

Etude

Technologie

Micro

Un composant de commutation en tenue de camouflage !



Le ChipSwitch : relais statique à circuit intégré

Le relais statique a fait son apparition sur le marché du composant autour de 1970. Le concept de base le plus répandu des relais statiques commercialisés aujourd'hui comprend un photocoupleur, un interrupteur de sortie à thyristors ou triac en composants discrets et un circuit imprimé comportant les composants discrets de faible puissance, le tout généralement assemblé dans une unité de fabrication à faible coût de main-d'œuvre. Bien que de nombreuses variations en puissance commutable, volume et forme de boîtiers, aient été offertes depuis 1970, l'approche technologique à couplage optique, est restée inchangée depuis cette date.



Les progrès réalisés récemment sur les circuits intégrés de puissance ont rendu possible le développement d'un relais statique de puissance à sortie alternative en circuit intégré. Faisant suite à ses transistors MOSFET de puissance en technologie HEXFET, *International Rectifier* a développé une nouvelle technologie dénommée S³X, qui a permis à sa division *Crydom*, spécialisée dans les relais statiques, de concevoir le premier véritable relais statique intégré de puissance.

Ce relais statique, du nom de *ChipSwitch*, comporte deux circuits intégrés de puissance, identiques, qui sont commandés à travers une liaison optique par une diode électroluminescente à arséniure de gallium/ aluminium.

La technologie S³X combine les techniques MOS et bipolaire pour former, sur une même puce de puissance, des phototransistors bipolaires à gain élevé, des circuits suppresseurs de surtensions, un thyristor de sortie à structure latérale, ainsi qu'un détecteur de passage à zéro. Chaque puce de puissance a approximativement une taille de 2 × 3 mm. Les deux puces de puissance sont connectées en sortie, en anti-parallèle, chacune contrôlant une alternance de la source alternative. Ces deux puces sont encapsulées dans un boîtier réfléchissant qui contient également la LED. Le matériau d'encapsulation sert à la fois de moyen de transmission des radiations infrarouges de la LED, et d'isolant diélectrique entrée-sortie. Le ChipSwitch est ensuite moulé dans un boîtier DIL type TO-116 (21,6 × 7,62 mm).

Le ChipSwitch peut contrôler une source alternative de 5 à 280 $V_{(RMS)}$.

Le courant de sortie admissible est de 1 A à 40 °C, décroissant jusqu'à 0,6 A à 80 °C, avec un courant de sortie de 30 A. Le ChipSwitch présente une excellente tenue en dV/dt (600 V/µs) et il répond à la norme VDE 0871/6.79 (ainsi qu'à la FCC part 15) non seulement pour la limite « A » concernant les matériels de contrôle industriel et d'informatique, mais également pour la limite « B », nettement plus sévère, qui concerne les équipements grand public. Cette excellente performance en IEM, a été rendue possible par la très faible tension nécessaire pour l'amorçage des thyristors : 5 V maximum au démarrage, puis 1,5 V seulement en répétitif.

Le courant de fuite à l'état bloqué est de 10 A seulement. Le courant de maintien extrêmement faible des puces S³X permet un courant de charge minimum de 0,5 mA seulement. Le ChipSwitch commute avec des signaux d'entrée de 5 mA ou 3,5 V seulement, selon les modèles. L'isolement diélectrique entrée-sortie est de 3 750 V (RMS) minimum. La gamme de température de fonctionnement va de – 30 °C à 80 °C.

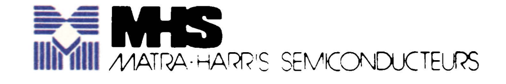
Le ChipSwitch convient pour le contrôle de charges sous secteur jusqu'à 200 VA, très courantes dans les périphériques d'ordinateurs, les machines à photocopier, les distributeurs de billets, les robots et les systèmes de contrôle industriels.

International Rectifier
17, boulevard Arago
Z.I. de Villemilan, 91320 Wissous
Tél. : (6) 920.70.50
Tx : 600 943

SERVICE-LECTEURS N° 256

Dans tous les domaines la technique...

RAMs CMOs



	Type	Organisation	Fonctionnement	TAA (max.)	Consommation au repos	Caractéristiques particulières
1 K	HM6561 MMS0001	256 x 4 256 x 4	Synchrone Synchrone	220 ns 300 ns	10 µA 10 µA	Télécom : 2.8 V - 1 KHz
4 K	HM6504 HM6514 MMS0017	4 K x 1 1 K x 4 1 K x 4	Synchrone Synchrone Synchrone	200 ns 200 ns 750 ns	50 µA 50 µA 30 µA	Télécom : 2.6 V - 500 KHz
16 K	HM65161 HM6516 HM6116/L HM65261* HM65681**	2 K x 8 2 K x 8 2 K x 8 16 K x 1 4 K x 4	Asynchrone Synchrone Asynchrone Asynchrone Asynchrone	70/90 ns 200 ns 120 ns 70 ns 55/70 ns	100 µA 100 µA 100 µA 100 µA 100 µA	
64 K	HM6564 HM65641**	8K x 8/16K x 4 8 K x 8	Synchrone Asynchrone	350 ns 70/100 ns	800 µA 100 µA	Module 40 broches
256 K	HM92560**	16 K x 16 32 K x 8	Synchrone	170 ns	500 µA	Module 48 broches

* en échantillonnage ** en développement

RAMs statiques fabriquées à Nantes - Technologie SAJI IV - AQL garanti 0,4 % - Liste GAM



48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle - 92160 Antony Tél. (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 F
ALMEX LYON - Tél. : (7) 866.00.66

SERVICE-LECTEURS N° 326

birgépub 512 PHOTO RATP

**Non, ce n'est pas notre rubrique « Courrier du cœur »...
jugez plutôt !**



Cardio-tachymètre

La mesure des pulsations cardiaques revêt un intérêt particulier, non seulement pour les personnes atteintes de maladies comme la tachycardie, mais aussi pour les sportifs.

L'appareil que nous proposons ici, bien que ne satisfaisant pas aux conditions d'agrément des appareils médicaux, peut constituer un bon auxiliaire pour vérifier l'état physique d'un individu, par exemple après un dur entraînement sportif ou une simple séance de jogging ou d'aérobic.

Ce cardio-tachymètre ne prétend pas et ne doit pas remplacer votre médecin de famille ; ce n'est qu'un instrument de contrôle dont la conception électronique permet d'éviter la recherche quelquefois difficile du pouls et de simplifier la mesure, par ailleurs plus fiable.



Examen de principe

Le schéma synoptique de la **figure 1** montre que le cardio-tachymètre est composé de trois parties principales :

– Détection et mise en forme des pulsations (en bas, **fig. 1**) depuis la LDR détectrice jusqu'à la LED indicatrice.

– Bases de temps nécessaires au comptage (au milieu, **fig. 1**).

– Comptage et affichage (en haut, **fig. 1**).

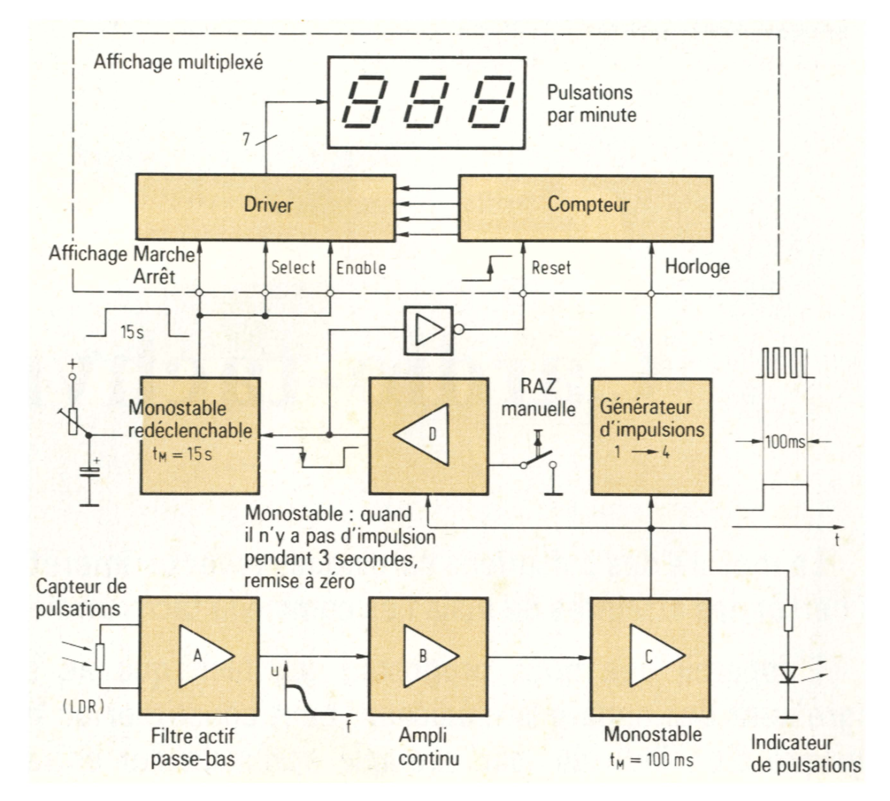


Fig. 1. – Schéma synoptique de l'appareil.

Le capteur optique de pulsations

Il s'agit d'une photorésistance (LDR). Chaque pulsation cardiaque envoie tout d'abord du sang sous pression dans les artères. La pression, malgré l'élasticité de ces canaux sanguins, se propage jusqu'au bout des doigts (surtout de la main gauche).

Comme le doigt est transparent (ou plutôt translucide) non seulement aux rayons X mais aussi à la lumière, la LDR capte ces variations de pression sous forme de variations de luminosité. Il est évidemment nécessaire que la surface de la LDR soit couverte par le doigt afin d'éviter toute lumière parasite (distance : 2 à 3 mm max.).



Le schéma complet

● *L'entrée*

On peut remarquer à l'entrée (en bas à gauche de la **fig. 2**) que, en plus de la LDR 05 détectrice (incorporée à l'appareil), un jack permet d'utiliser un capteur extérieur (une autre LDR). Pour cela, le jack mâle coupe la LDR intérieure au montage.

● *Le filtre passe-(très) bas*

Le premier étage amplificateur « A » (un des quatre contenus dans un LM 324) est un filtre actif passe-bas du second ordre. Il est rendu nécessaire par le fait que le doigt (et le corps entier) induit une tension de ronflement à 50 Hz (dont l'amplitude augmente avec la longueur des connexions), et que la lumière artificielle ambiante produit en outre une fréquence parasite additionnelle à 100 Hz. Le filtre passe-bas doit donc atténuer fortement toute fréquence à partir de 50 Hz. La formule approchée pour le calcul de la fréquence limite (à – 3 dB) est, pour le filtre de la **figure 2** :

$$F_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_2 \cdot C_2 \cdot R_3 \cdot C_3}}$$

soit, pour les valeurs utilisées, une fréquence de 18,7 Hz.

Le gain en tension de l'étage, pour les fréquences très basses voisines du hertz, est de :

$$G_A = 1 + \frac{R_5}{R_4}$$

ce qui donne, avec les valeurs choisies, un gain de 5,7.

● *L'amplificateur de tension*

La tension impulsionnelle fournie par la LDR détectrice étant très faible (environ 2 mV d'amplitude), il est nécessaire d'amplifier fortement le signal ; c'est le rôle de l'amplificateur opérationnel « B » dont le gain est donné par la formule :

$$G_B = \frac{R_9}{R_8},$$

ce qui donne, avec les valeurs de la **figure 2**, un gain de 100. Le gain de l'amplificateur « A » étant de 5,7, l'amplification totale des deux étages « A » et « B » est donc de 570, ce qui fait que nous obtiendrons environ 1 V à la sortie de « B » pour 2 mV fournis par la LDR.

Il a été prévu sur le circuit imprimé (borne 13) un point de mesure Mp destiné à contrôler éventuellement le signal amplifié, dont la forme est donnée sur le diagramme de la **figure 3**.

● *Le monostable 100 ms et l'indicateur de « pouls »*

Le signal ainsi obtenu peut avoir une amplitude variable selon l'éclairement et la translucidité du doigt. Des personnes différentes ont fourni des valeurs comprises entre 0,5 et 2,5 V.

La diode D_3 située à l'entrée du

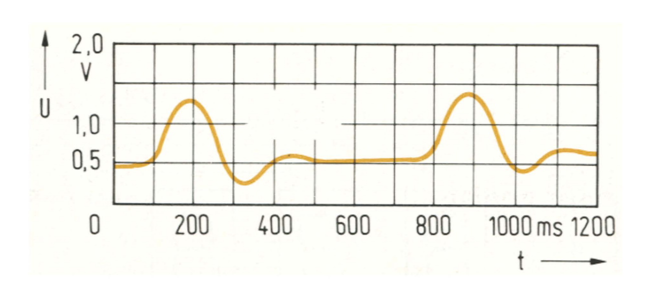


Fig. 3. – Forme d'onde mesurée à la borne Mp (point 13 du circuit imprimé).

monostable (amplificateur opérationnel « C ») ne permet audit monostable de se déclencher qu'à partir d'une tension de 0,5 V environ qui est la tension de seuil de cette diode.

Le temps de basculement du monostable, déterminé par la valeur de R_{12} et C_7, est de l'ordre de 100 ms.

A la sortie du monostable, une diode LED (D_5) a été prévue, jouant le rôle d'indicateur de pulsation par un clignotement synchrone aux battements de pouls.

● *Le multiplieur de fréquence par 4*

Comme l'on donne toujours la fréquence cardiaque en nombre de pulsations par minute, il faudrait donc attendre une minute pour avoir la première mesure significative. Ce temps est évidemment trop long, et nous avons décidé d'effectuer chaque mesure sur 15 secondes seulement.

Aussi nous faut-il multiplier le nombre de pulsations par 4 pour rester sur la base de temps de mesure de 60 secondes.

Ceci est réalisé par un multiplieur de fréquence (à droite, au centre de la **fig. 2**) qui est en fait un multivibrateur astable (IS2 sur le schéma) réalisé à partir de deux triggers de Schmitt (sur les quatre que comporte la circuit C-MOS 4093).

Le monostable « C » fournissant des impulsions de 100 ms, il faut que le multiplieur fournisse quatre impulsions pendant ce temps, soit une période de 25 ms.

A cause de la tolérance des composants, cette période doit être déterminée expérimentalement par le réglage de la résistance R_P qui est de l'ordre de 200 kΩ.

Pour ce faire, on oblige l'affichage (dont nous parlerons plus loin) à s'allumer en mettant la broche 1 du circuit imprimé d'affichage (base du darlington BC 156) à la masse. Pendant la période de mesure, chaque pulsation (ou autre action sur la LDR d'entrée) doit faire augmenter l'affichage de 4 unités. En cas de nombre erroné d'impulsions, il suffit généralement de choisir la valeur immédiatement supérieure ou inférieure de résistance, dans la série E24. C'est pourquoi on a renoncé à placer un potentiomètre. On réduit R_P jusqu'à obtenir l'affichage de cinq impulsions ; alors, on soude définitivement la valeur immédiatement supérieure.

● *Le monostable de 3 secondes*

Réalisé autour de l'amplificateur opérationnel « D », ce multivibrateur monostable a une constante de temps proche de 3 secondes qui est déterminée par la formule :

$$\tau = R_{20} \cdot C_9$$

Avec les valeurs de la **figure 2**, on obtient environ 2,5 s.

La fonction de ce monostable est d'être un détecteur d'impulsions. En effet, si une erreur de manipulation se produit pendant la mesure (doigt qui glisse, lumière parasite sur la LDR), le point de fonctionnement des étages d'entrée (amplis A et B) se décale et il faut quelques secondes pour qu'il retrouve son point d'équilibre.

Pendant ce temps, les impulsions de comptage ne passent plus et la mesure s'avère erronée. Le détecteur d'impulsions évite cette erreur en remettant le comptage à zéro si aucune impulsion ne lui parvient pendant 2,5 à 3 secondes. Le comptage repart alors de zéro pour une durée de 15 secondes.

Si l'on n'est pas certain que la mesure soit bien repartie à zéro, on peut procéder à une remise à zéro manuelle en agissant sur un bouton-poussoir branché sur la borne 14 du circuit imprimé.

● *Le monostable de 15 secondes*

C'est la base de temps du comptage. Nous pourrons donc faire quatre mesures à la minute.

Ce monostable est réalisé autour du circuit intégré 555 (IS3) ; le temps de mesure est défini par la formule :

$$T_M = 1,1 \cdot C_{10} \cdot (R_{21} + R_{22})$$

Comme nous avons fixé ce temps à 15 s, on peut déduire la valeur à laquelle devra être réglé le potentiomètre R_{22} :

$$R_{22} = \frac{T_M}{1,1 \cdot C_{10}} - R_{21}$$

Soit, avec les valeurs choisies, environ 290 kΩ.

● *L'éclairage de la LDR* (facultatif)

La LDR, qui capte les pulsations sur le doigt, fonctionne très bien avec la lumière ambiante.

Néanmoins, si l'on veut s'isoler de toute lumière parasite, on peut utiliser un éclairage propre au montage (ampoule électrique ou LED) qui sera donc placé de l'autre côté du doigt.

Cet éclairage (marqué **La** à gauche de la **fig. 2**) est alimenté par la sortie du 555 et donc la lampe ne s'allume que pendant les 15 secondes que dure le comptage, pour s'éteindre ensuite jusqu'à la prochaine mesure qui interviendra automatiquement 2,5 à 3 secondes plus tard, lorsque le détecteur d'impulsions (ampli D) aura fait son travail de remise à zéro et déchargé C_{10} par l'intermédiaire de T_7.

Dans le cas où l'on utilise la lampe La, il est souhaitable d'incorporer au montage un étage « détecteur de doigt » qui évite la mise sous tension permanente de la lampe par des ombres parasites, l'appareil étant sous tension en attente d'une mesure.

Cet étage (entouré d'un pointillé au centre de la **fig. 2**) se compose d'un « senseur » (S) et d'un trigger de Schmitt.

Ce senseur est en fait composé de deux fils conducteurs sur lesquels le doigt viendra appuyer, introduisant ainsi une résistance entre ces deux bornes. Ces deux conducteurs seront séparés de 2 à 3 mm. On pourra aussi utiliser un mini-circuit imprimé avec deux bandes métalliques sur lesquelles le doigt viendra faire contact (voir **fig. 4** un exemple de réalisation de « tête de mesure »).

Les composants accompagnés d'un astérisque ne sont pas utilisés dans la présente application

Fig. 2. – Schéma de principe complet.
* L'afficheur, le transistor T_5 qui le commande ainsi que les quatre résistances R_v sont inutiles dans l'application présente.

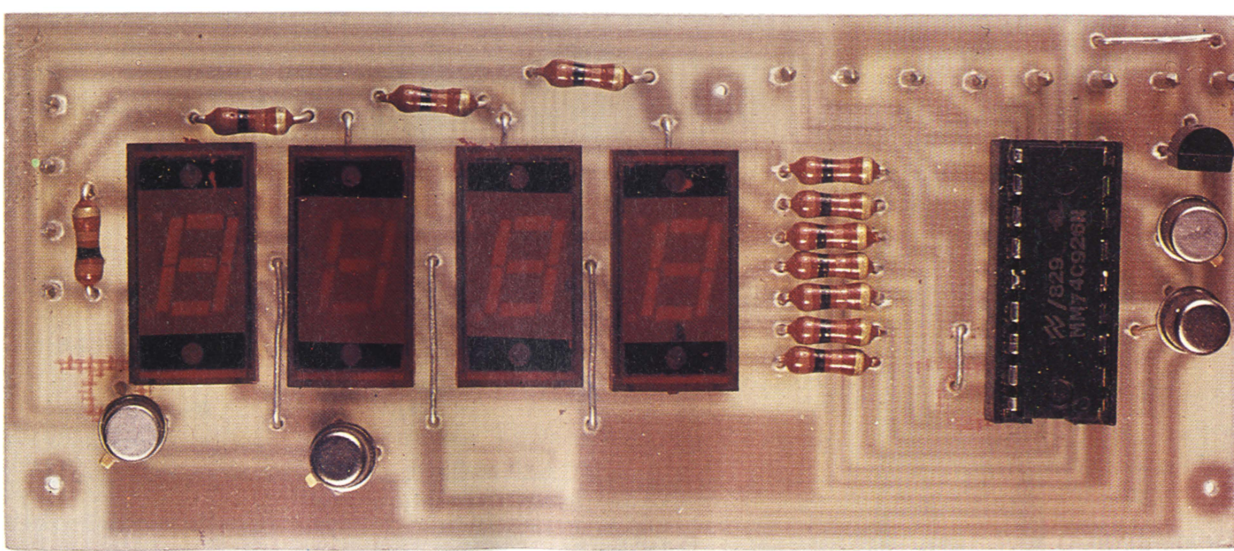
Au moment de la mesure, le doigt viendra appuyer sur les deux contacts du senseur, introduisant entre les bornes S une résistance assez faible pour faire basculer le trigger de Schmitt qui, jusqu'alors, maintenait C_9 en court-circuit par l'intermédiaire de la diode D_8 (les triggers composant le 4093 sont des portes NAND).

● *Le comptage et l'affichage*

Ces deux fonctions sont visibles en haut de la **figure 2** et sont implantées sur un circuit imprimé séparé car ce module est d'emploi universel et pourra donc servir à d'autres types de montages. C'est d'ailleurs pour cette raison que l'on a fait figurer quatre afficheurs, ce qui paraît luxueux pour l'application présente (même une tachycardie galopante...).

C'est le circuit intégré 74C 926 qui est chargé du comptage et de la commande des afficheurs.

Si l'on relie les bornes 5 et 6 du circuit intégré ainsi que la base du



Photographies des deux circuits du montage. En haut : le circuit principal. En bas : le circuit comptage-affichage.

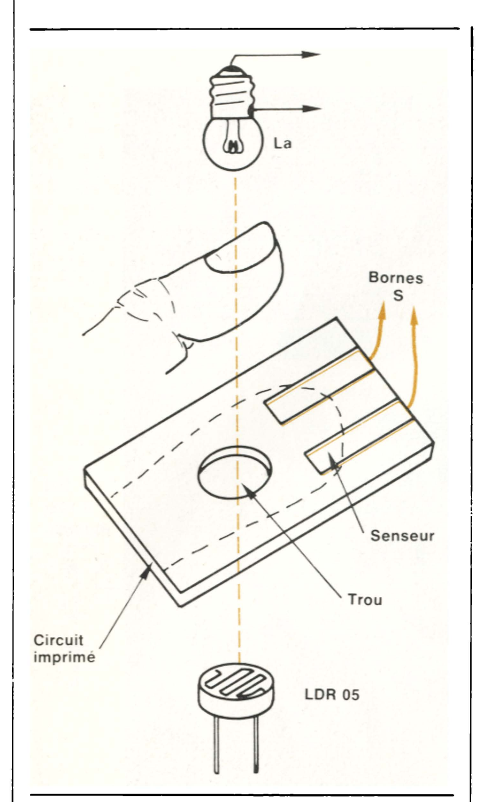


Fig. 4. – Un exemple de réalisation de la tête de mesure.



darlington BC 516, comme nous le voyons sur la **figure 2**, on obtient un comptage « dans le noir », c'est-à-dire que le résultat de ce comptage ne s'affichera que lorsque la mesure (15 s) sera terminée.

Réalisation

La plupart des composants sont implantés sur deux circuits imprimés ; le premier, réunissant les étages amplificateurs d'entrée et les diverses bases de temps, est réalisé selon la **figure 5**, son implantation étant fournie à la **figure 6**.

Le second circuit, remplissant les fonctions de comptage et d'affichage, est gravé selon le plan de la **figure 7**, le montage des composants étant représenté à la **figure 8**.

● *L'alimentation*

L'alimentation, que nous avons prévue à l'extérieur du boîtier dans lequel seront montés les circuits imprimés (branchement à travers un jack), sera constituée de quatre piles de 1,5 V standard (soit 6 V au total).

Une alimentation secteur est toujours possible, mais nous la déconseillons par mesure de sécurité.

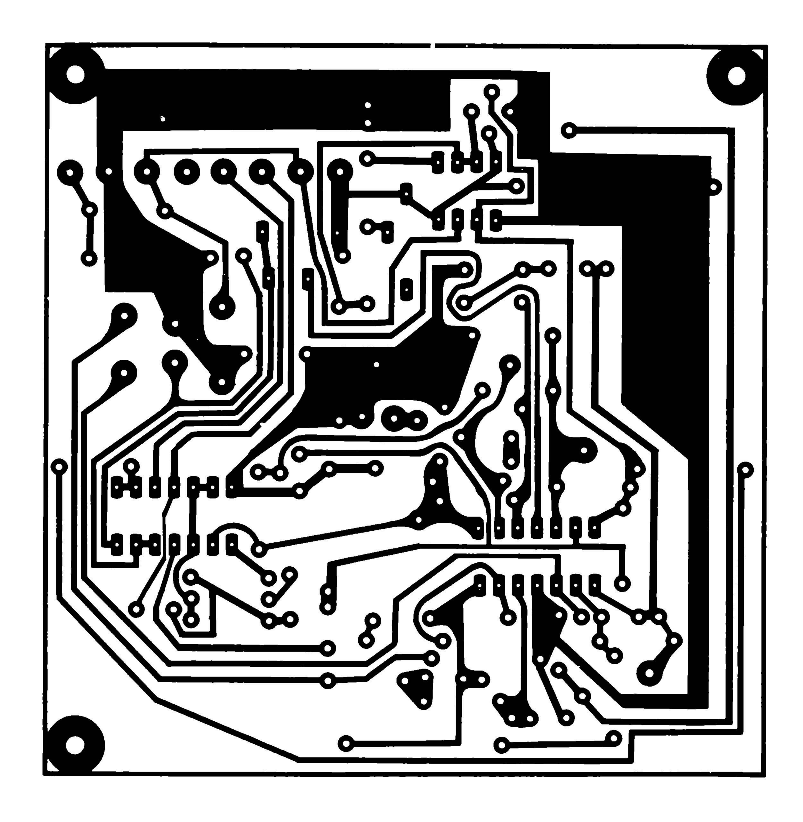


Fig. 5. – Le circuit imprimé principal.

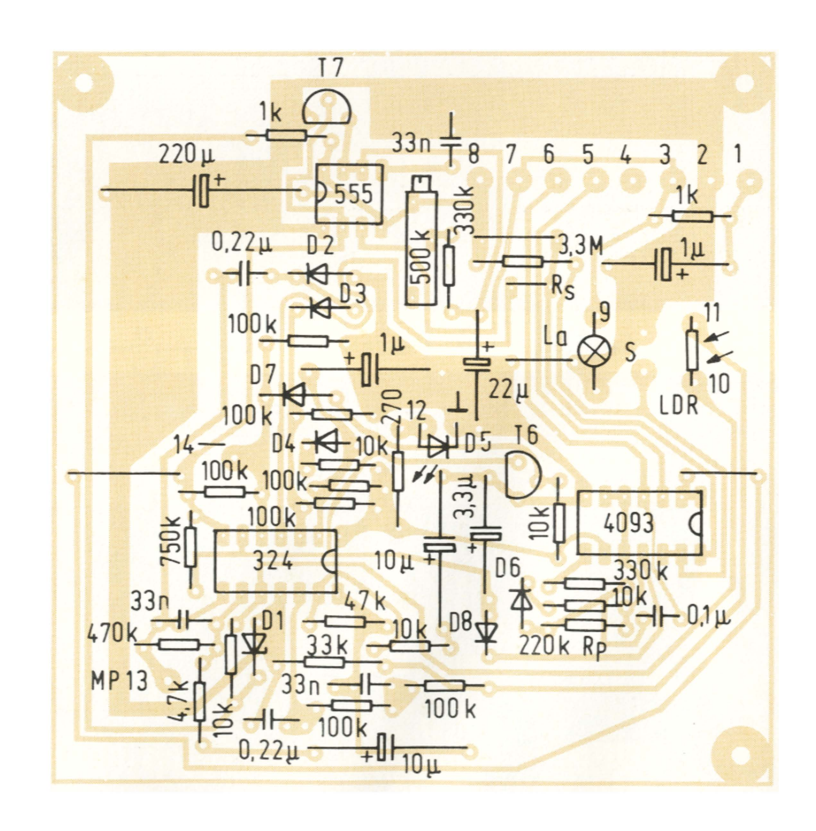


Fig. 6. – Implantation des composants sur le circuit principal.

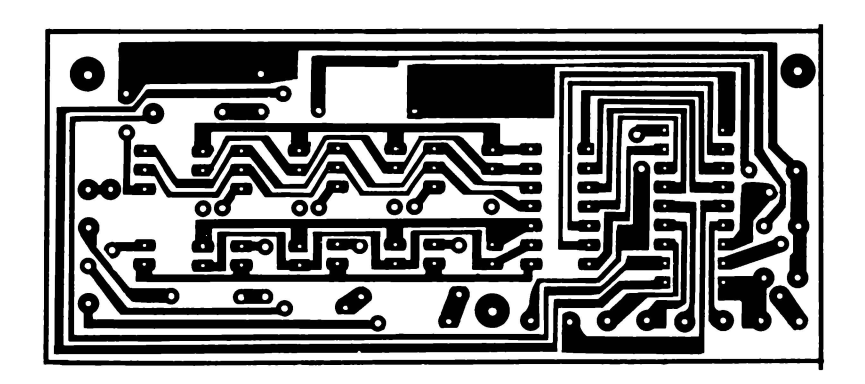


Fig. 7. – Le circuit imprimé « comptage-affichage ».

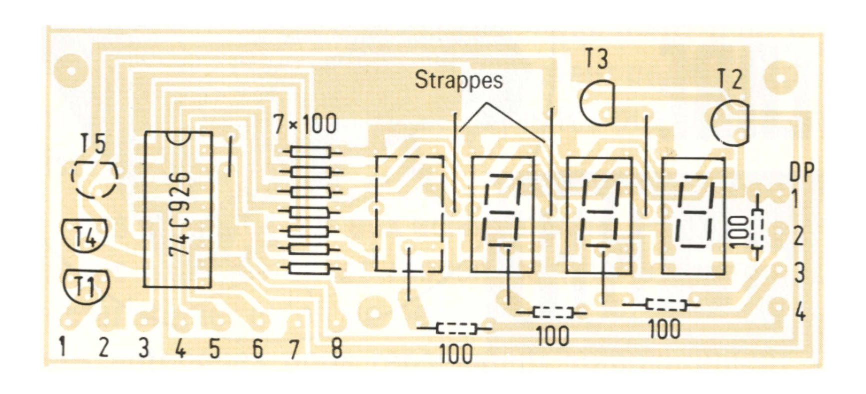


Fig. 8. – Implantation des composants du circuit « comptage-affichage ».

Nomenclature

● **Platine comptage-affichage**

– 1 circuit intégré type 74C 926
– 3 transistors BC 173 B (ou 4 si l'on veut utiliser les 4 digits)
– 1 transistor BC 516 (darlington)
– 3 afficheurs 7 segments DL 304 B (ou 4 si l'on veut utiliser les 4 digits)
– 7 résistances 100 Ω 1/4 W (ou 11 si l'on désire allumer les points décimaux).

● **Platine principale**

1 circuit intégré LM 324
1 circuit intégré 4093
1 circuit intégré 555
1 transistor BC 173 B
1 transistor BC 251 B ou C
1 LED rouge
1 diode zener 3,3 V
6 diodes 1N 4148
1 photorésistance LDR 03 ou 05

Condensateurs :
3 × 33 nF ; 1 × 0,1 µF ; 2 × 0,22 µF ; 2 × 1 µF ; 1 × 3,3 µF ; 2 × 10 µF ; 1 × 22 µF ; 1 × 220 µF.
Résistances :
1 × 270 Ω ; 2 × 1 kΩ ; 1 × 4,7 kΩ ; 5 × 10 kΩ ; 1 × 33 kΩ ; 7 × 100 kΩ ; 1 × 220 kΩ ; 2 × 330 kΩ ; 1 × 470 kΩ ; 1 × 3,3 MΩ.
1 potentiomètre 500 kΩ multitours.

● **Divers**

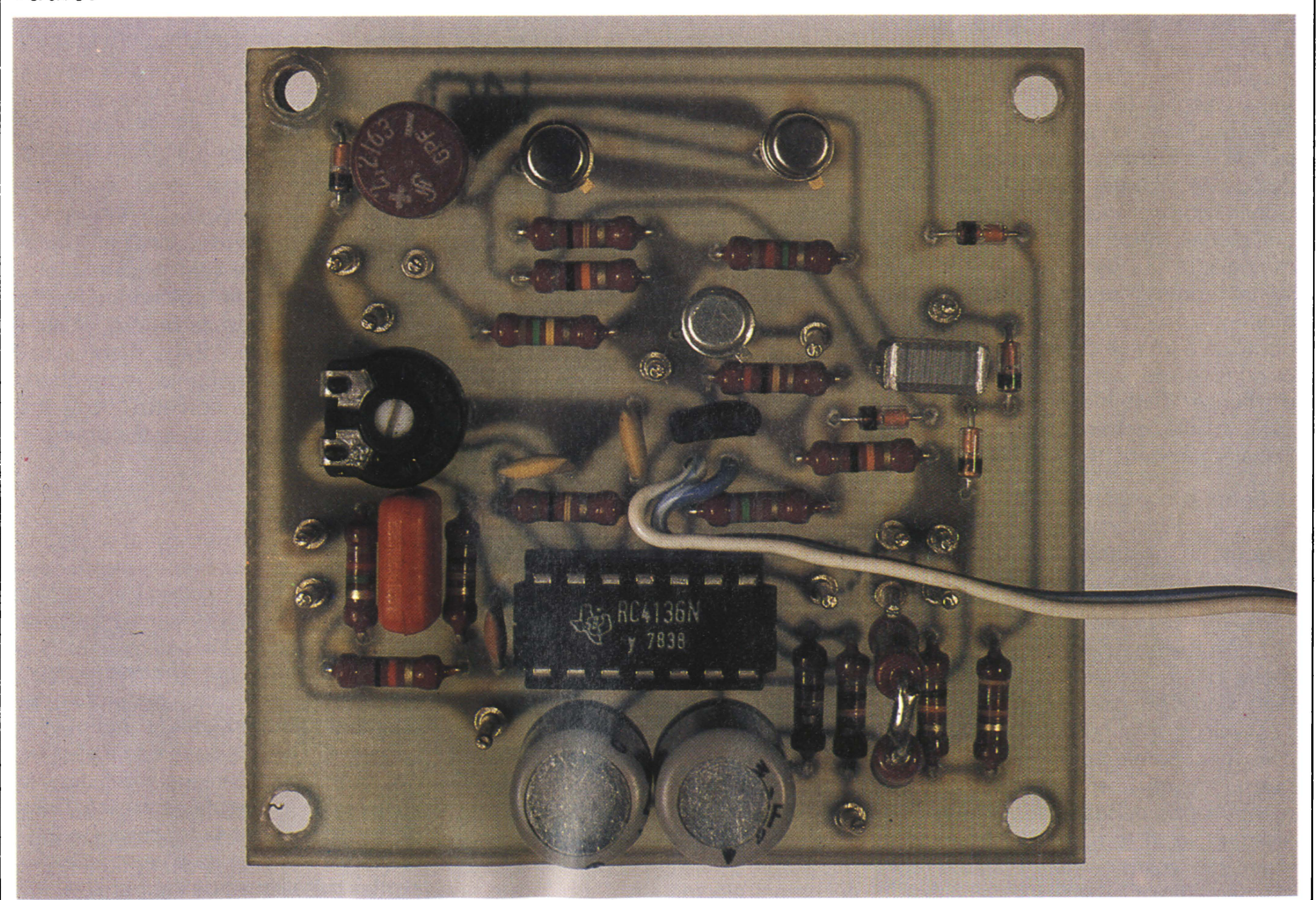
1 interrupteur à bascule (marche arrêt)
1 poussoir à fermeture (remise à zéro)
1 jack 3,5 mm à coupure (alimentation)
1 jack bipolaire 6,35 mm à coupure (capteur externe)
1 boîtier au choix de l'utilisateur (environ 110 × 40 × 140 mm, LxHxP)
1 ampoule « téléphone » 6 V/20 mA ou similaire avec douille (ou bien une LED rouge avec résistance de 220 Ω en série).

Réalisation

Un mesureur d'activité orageuse

Lorsque l'humidité de l'air augmente par une chaude journée d'été, on peut généralement s'attendre à un orage (voir notre article sur la foudre). Un récepteur ondes longues sensible permet de suivre le développement d'un orage et, avec un peu d'expérience, d'estimer son éloignement. Ce récepteur permet non seulement de détecter les étincelles dans la nature, mais aussi les parasites dus à des perturbations dans une voiture ou à la maison.

Les parasites dus aux éclairs durant les mois d'été se font particulièrement entendre dans les gammes ondes moyennes (PO) et longues (GO). Ils déclenchent un bruit très caractéristique, qu'on ne peut écouter directement. L'intensité du bruit et le nombre de salves entendues nous renseignent sommairement sur l'éloignement et la violence de l'orage. Mais notre mesureur d'activité orageuse est bien plus précis que le récepteur radio.



Les éclairs sont des émetteurs GO puissants

Les éclairs, dans la nature, ont souvent une longueur de plusieurs milliers de mètres. Rien d'étonnant à ce qu'ils soient de bons émetteurs ondes longues et très longues. Le champ électromagnétique qui les entoure se propage à des centaines de kilomètres et peut être rendu visible ou audible à l'aide d'un récepteur à ondes très longues. Ces perturbations sont très faciles à capter dans la gamme des 10 kHz : leur intensité de champ est alors la mieux reçue. C'est pourquoi nous avons développé un appareil de mesure pour cette bande de fréquences. Mais les perturbations dues à la naissance d'étincelles dans les appareils électroménagers ou les voitures peuvent être également décelées.

Fonctionnement du récepteur

La **figure 1** montre le schéma synoptique ; il indique les divers sous-ensembles. L'antenne ferrite, bobinée par nos soins, capte le signal perturbateur dont la tension est d'abord amplifiée dans deux étages amplificateurs sélectifs (A et B) accordés sur 10 kHz. Puis, le bruit est redressé, puisqu'il s'agit d'une variation d'amplitude. Pour éviter les pertes de tension inévitables avec un redressement par diodes, nous utilisons un transistor polarisé (T_1 dans la **figure 2**). Le signal redressé traverse alors un atténuateur (proche/lointain) pour être appliqué à un comparateur (C). Celui-ci compare le signal reçu avec celui mémorisé dans l'intégrateur (D) et déjà affiché comme signal reçu de l'éclair précédent.

Entre le comparateur (C) et la mémoire à intégration (D) se trouve une bascule monostable à durée de basculement fixe, nonretriggerable (T_2 et T_3.

De sorte que l'aiguille du galvanomètre ne se déplace que par saccades, donc en pas numériques, vers des valeurs plus élevées. Cette bascule monostable est importante pour que la mémoire et l'affichage n'augmentent pas pendant des durées différentes selon la durée de l'éclair ; la durée de l'éclair ne donne aucun renseignement sur la distance de l'orage.

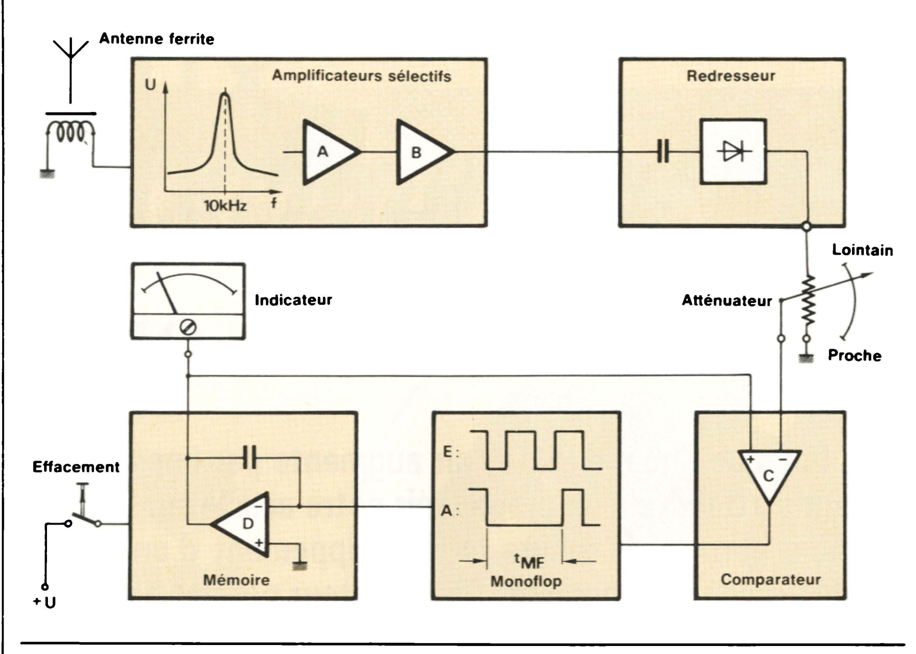


Fig. 1. – Les divers sous-ensembles de l'indicateur d'orages.

Un éclair unique à proximité, par exemple, ne déclenche qu'une seule fois la bascule (la LED D_1 s'allume aussi) ; l'aiguille se déplace vers la droite. L'aiguille s'immobilise alors et « attend » de nouveaux éclairs. Il faut donc toujours plusieurs éclairs pour accroître la déviation de l'aiguille par bonds jusqu'au milieu de l'échelle. De sorte que les éclairs de distances variables de l'appareil de mesure sont jugés avec une pondération moyenne.

Avec un peu d'expérience, on peut alors, selon la position du potentiomètre (R_8, atténuateur), estimer sommairement la distance d'un orage et tracer une graduation sous le bouton de ce potentiomètre lorsque l'aiguille du galvanomètre a atteint le centre de sa graduation, comme par exemple : proche 0 à 50 km et lointain 100 à 200 km.

Le commutateur S_2 permet de vérifier l'état de la pile. R_{18} devrait avoir une valeur telle que l'aiguille dévie complètement lors de la mise en place de piles neuves. Les deux condensateurs électrochimiques C_{11} et C_{12} peuvent être soudés directement sur l'interrupteur marche-arrêt S_1

Lorsque l'orage arrive...

On place le potentiomètre R_8 en butée à droite, sur la sensibilité maximale correspondant à la zone éloignée. Si rien ne se passe, il n'y aura que de la pluie ou des averses, sans décharges électriques.

Mais, si l'aiguille se déplace lentement et par saccades vers la droite, il se passe quelque chose dans l'atmosphère. On tourne alors le potentiomètre R_8 de l'atténuateur vers la gauche (vers la zone proche), de telle sorte que l'aiguille du galvanomètre ne dépasse pas le milieu de sa graduation. Cette position médiane de l'aiguille constitue la position de référence. Le potentiomètre permet d'estimer la distance relative des éclairs. La touche d'effacement « vide » la mémoire et remet l'aiguille à sa position de départ à gauche de la graduation.

Si l'orage se rapproche, la LED clignotera plus souvent, l'aiguille parviendra plus vite vers le centre et il faudra tourner le potentiomètre un peu plus vers la zone proche. Mais, il est possible que l'orage n'arrive pas jusqu'à nous : nous le remarquons lorsque le potentiomètre doit être remis dans la zone éloignée pour obtenir une déviation.

Attention, décharges statiques !

Cet appareil est (heureusement) tellement sensible qu'il réagit aux décharges statiques de la main vers l'appareil. Ce qui risque de fausser les résultats des mesures, surtout dans la zone éloignée à haute sensibilité. Dans un tel cas, il faut enfoncer la touche d'effacement puis ne plus toucher les parties métalliques de l'appareil.

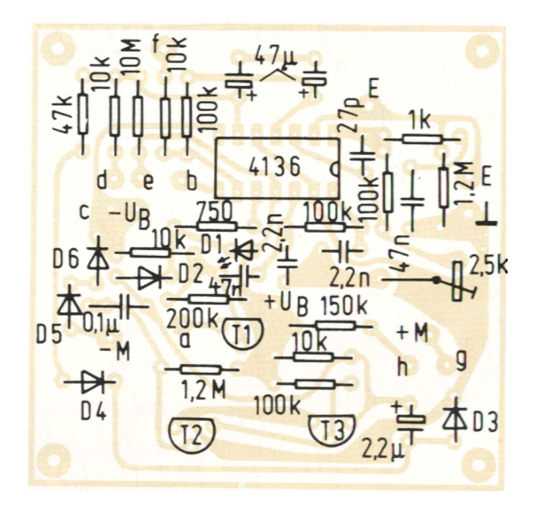
Fig. 2. – Le schéma complet.

Parlons de l'antenne

L'antenne est facile à réaliser. Il faut bobiner 2 000 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre sur un bâtonnet de ferrite. Après fixation de connexions assez longues, on peut passer une gaine thermorétractable sur le bâtonnet. L'antenne peut alors être montée dans une fiche de jack de 6,3 mm après que ses connexions ont été reliées aux contacts du jack. Une fiche BNC est encore plus recommandée.

Avant l'orage, il faut étalonner

On place la résistance ajustable R_4 en position médiane. A l'entrée (prise E), on applique un signal d'un générateur BF de quelques millivolts d'amplitude seulement. A la sortie de l'amplificateur B (broche 12), on se règle sur l'amplitude maximale, à l'oscilloscope, en agissant sur R_4. Attention ! R_4 ne doit pas beaucoup s'éloigner de la position médiane, sinon l'amplificateur B accroche et devient un oscillateur, ce qui se traduit par une déviation totale et permanente du galvanomètre.



Circuit imprimé et plan d'implantation.

Lorsqu'on n'a pas d'oscilloscope, on peut se régler sur la déviation maximale de l'aiguille du galvanomètre. Mais, il faut veiller à appliquer à l'entrée un signal extrêmement faible, sinon l'amplificateur B risque d'être saturé et ne permet plus un réglage précis par R_4.

On peut accroître R_3 pour augmenter la sensibilité, mais le niveau du souffle est également amplifié, de sorte que l'aiguille risque de dévier dès qu'on touche simplement l'appareil.

Quelques caractéristiques

- Alimentation : ± 9 V, 2 piles.
- Consommation : env. 5 mA sur chaque pile
- Largeur globale de bande des amplificateurs A et B : 1 kHz
- Facteur d'amplification : 2 700

La nomenclature des composants utilisés dans ce montage est donnée à la page 32.





- Sony APM-33
- J.M. Reynaud Sonate
- Celestion Ditton 33
- Bose 601
- B & W DM 220
- JBL L 86
- HRC DK 40
- Mercuriale L 10
- JM LAB DB 30
- Kef Carlton III
- Pioneer S-901
- Magneplanar MG 1
- Jamo PP 2504
- Mission 737
- Martin TL 3350
- Siare Diva 400
- Elipson 7003
- 3A 385
- Tannoy Oxford
- Rogers LS 5

NUMERO DE JANVIER 1984 - N° 100
SPECIAL ENCEINTES - 16 F



Poste de soudage pour électronicien

Ce poste de soudage est basé sur un circuit éprouvé en milieu industriel. Il a pour particularité le caractère professionnel dû à la régulation de température, combinée avec le fer à souder disposant d'un capteur de température intégré (fer à souder basse tension, bien sûr). Autre signe extérieur : l'affichage à trois chiffres indiquant la température de la panne.



Fonctionnement

La **figure 1** donne le schéma de principe de l'appareil. A droite, on peut voir la prise pour le fer à souder (Ersa type TE 50) dont le câble en téflon dispose déjà d'un connecteur à verrouillage.

Après avoir effectué la mise sous tension, on règle, à l'aide du potentiomètre P_1, la température de panne désirée. Cette température de soudage est obtenue en trente secondes environ et on peut contrôler la montée en température sur l'affichage à 3 digits. Les écarts de température sont limités, grâce à la régulation, à quelques degrés. Une LED (D_3) indique que le fer est sous tension.

Le circuit

La régulation de température est effectuée par un circuit intégré du type U106 BS (AEG-Telefunken).

Le signal fourni par le thermoélément inclus dans le fer à souder est introduit aux broches 3 et 4 du circuit (à travers R_6 et R_7). Une partie du circuit intégré consiste en un stabilisateur qui, avec R_3, D_1 et C_2, fournit une tension régulée destinée à l'électronique de commande. Cette tension, présente aux bornes de C_2, est appliquée à un pont résistif (R_{10}, P_1, R_{11} et R_{12}).

La tension prélevée sur le curseur de P_1 est appliquée à l'entrée 3 du circuit de façon à présélectionner la température.

La sortie 10 du circuit commande le triac qui alimente l'élément chauffant du fer à souder. Cette commande se fait toujours pendant le passage à zéro de la sinusoïde, ce qui évite les parasites.

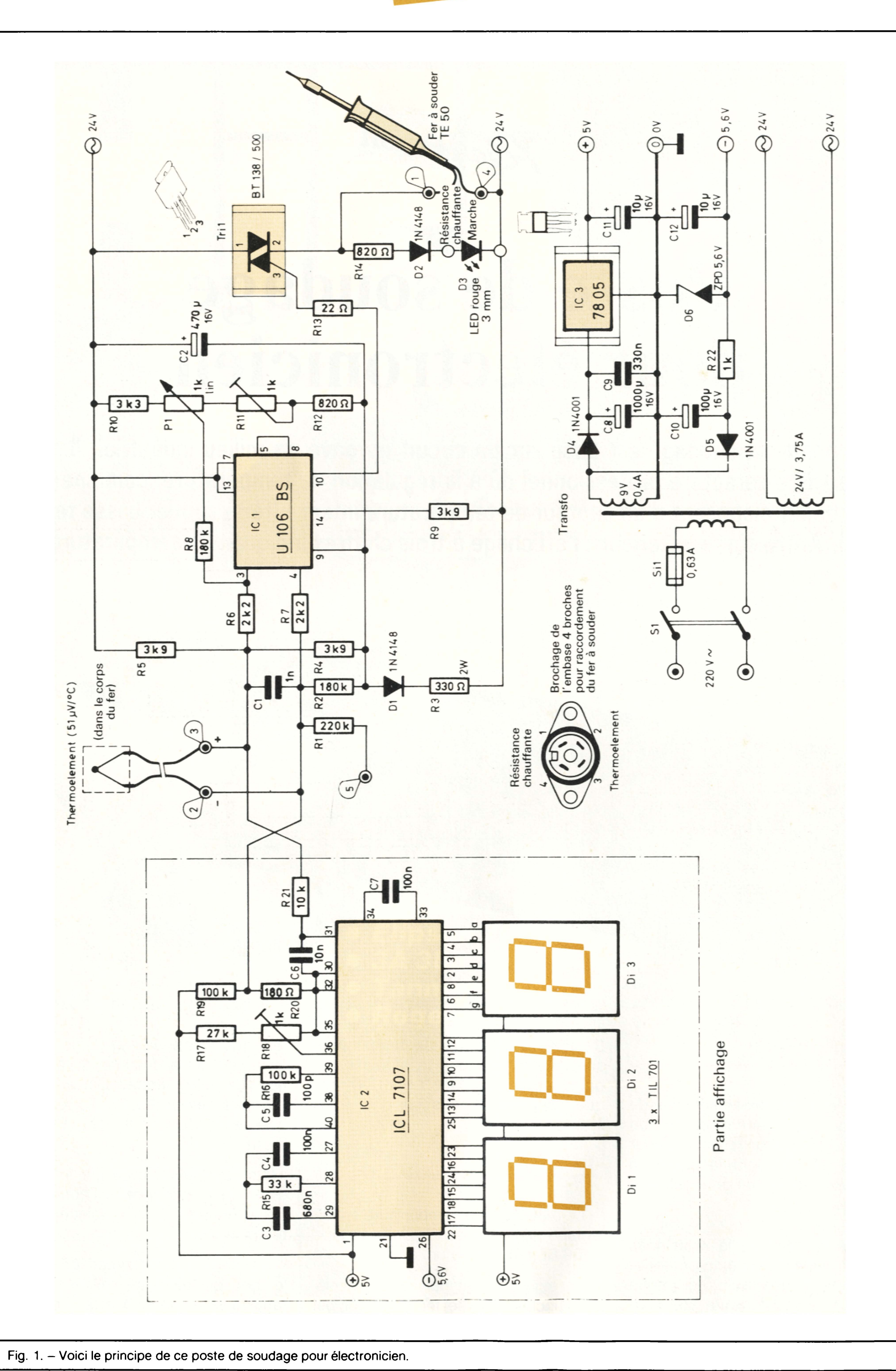


Fig. 1. – Voici le principe de ce poste de soudage pour électronicien.

Pour éviter la présence de composante continue dans la tension de sortie, c'est toujours un nombre pair d'alternances qui est prélevé pour la régulation de température. La synchronisation nécessaire avec la tension alternative d'alimentation est effectuée sur la broche 14 du circuit, à travers R_9.

L'affichage

Il est réalisé autour d'un circuit intégré ICL 7107 (Intersil) et comprend trois afficheurs « 7 segments ».

La température à mesurer est fonction de la tension fournie par le capteur intégré dans le fer à souder. Celle-ci est appliquée aux bornes 30 et 31 du circuit d'affichage. On y superpose une faible tension supplémentaire et cela pour, d'une part, compenser la température ambiante et, d'autre part, réduire le facteur d'échelle au moment du calibrage de l'afficheur.

Cette procédure tient compte de la différence de température entre le capteur thermique et la panne du fer à souder. Cette correction fait que, dès la mise sous tension, l'affichage indique une température d'environ 75° C.

Le potentiomètre R_{18} règle le facteur d'échelle. Dans notre cas, ce facteur est fixé de telle façon qu'avec une tension de 51 μV/°C nous ayons l'affichage direct de la température en degrés (ce qui correspond à une tension de 68 mV entre les bornes 35 et 36 du circuit intégré, réglée par R_{18}).

L'alimentation

Le transformateur TR1, de puissance 65 VA, dispose d'un primaire 220 V et de deux secondaires : l'un de 24 V/2,5 A alimentant la résistance chauffante du fer et le régulateur ; l'autre de 9 V/0,4 A pour alimenter, à travers une régulation double, la partie affichage (+5 V ; 0 V ; –5,6 V).

Réglages

Le potentiomètre P_1 étant à zéro (butée gauche), régler le trimmer R_{11} jusqu'à l'obtention d'une température de la panne de 183° C. Cette température est celle précisément à laquelle la soudure usuelle utilisée en électroni-

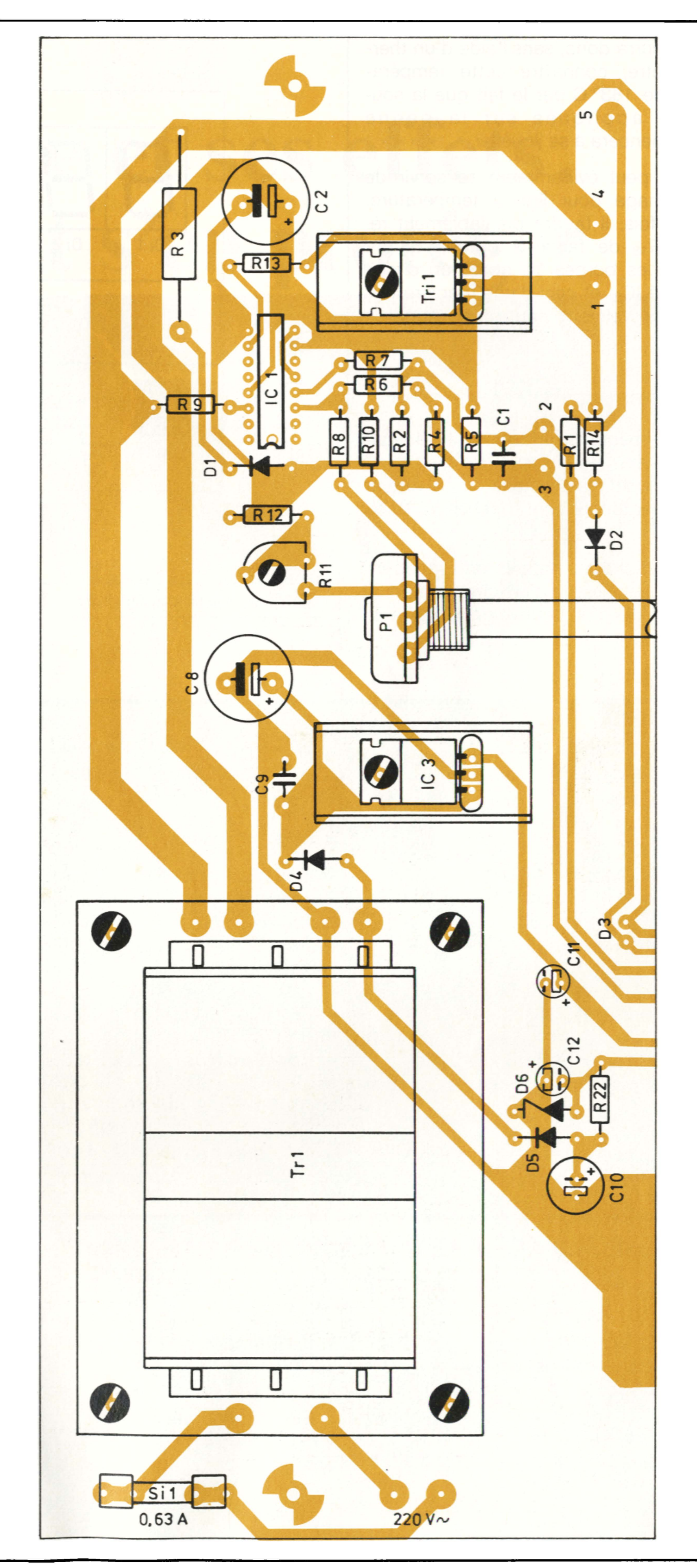


Fig. 2. – Le circuit imprimé de régulation.

que (60 %) se liquéfie et se resolidifie. On pourra donc, sans l'aide d'un thermomètre, connaître cette température de 183° C par le fait que la soudure appliquée sur la panne commencera à se liquéfier.

● On peut évidemment se servir de l'affichage pour lire la température. Toutefois, il faudra préalablement régler R_{18} de façon à obtenir 68 mV entre les bornes 35 et 36 du circuit intégré IC_2, et ceci d'une manière très précise (volmètre haute impédance).

Réalisation

L'alimentation et le circuit de régulation sont réunis sur un circuit imprimé dont les schémas de gravure et d'implantation sont donnés à la **figure 2.**

L'affichage, totalement indépendant, fait l'objet d'un circuit imprimé séparé que l'on peut voir à la **figure 3.**

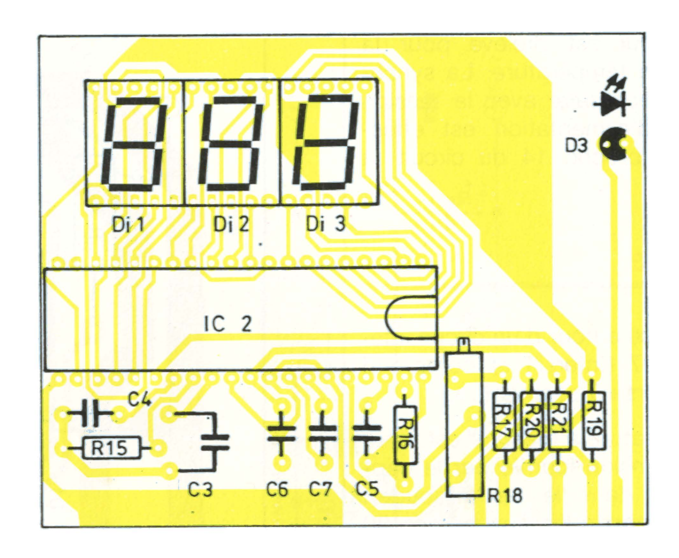


Fig. 3. – Le circuit imprimé d'affichage.

Nomenclature

● **Partie régulation :**

– 1 circuit intégré type U 106 BS (AEG-Telefunken)
– 1 triac type BT 138/500 ou tout autre équivalent
– 2 diodes 1 N 4148
– 1 LED rouge ⌀ 3 mm
– Condensateurs : 1 × 1 nF ; 1 × 470 µF/16 V
– Résistances : 1 × 220 kΩ ; 2 × 180 kΩ ; 1 × 330 kΩ ; 3 × 3,9 kΩ ; 2 × 2,2 kΩ ; 1 × 3,3 kΩ ; 1 × 1 kΩ ajustable ; 2 × 820 Ω ; 1 × 22 Ω.
– 1 potentiomètre 1 kΩ linéaire (axe ⌀ 6 mm)
– 1 transformateur 65 VA, primaire 220 V, secondaires 24 V/2,5 A + 9 V/0,4 A
– 1 dissipateur en U pour le triac
– 1 porte-fusible pour circuit imprimé avec fusible 0,6 A

● **Partie affichage :**

– 1 circuit intégré ICL 7107 (Intersil)
– 1 circuit intégré ICL 7805 (Intersil) ou autre régulateur 5 V
– 3 afficheurs type TIL 701 ou DIS 1305 etc...
– 2 diodes 1 N 4001
– 1 diode zener ZPD 5,6 (5,6 V/0,4 W)
– Condensateurs : 1 × 100 pF ; 1 × 10 nF ; 2 × 100 nF ; 1 × 330 nF ; 1 × 680 nF ; 2 × 10 µF/16 V ; 1 × 100 µF/16 V ; 1 × 1 000 µF/16 V.
– Résistances : 1 × 180 Ω ; 1 × 1 kΩ ; 1 × 1 kΩ ajustable. Multitours : 1 × 10 kΩ ; 1 × 27 kΩ ; 1 × 33 kΩ ; 2 × 100 kΩ.
– 1 dissipateur en U pour le circuit intégré de régulation.

● **Divers :**

– Un boîtier
– Un fer à souder Ersa type TE 50 avec capteur de température intégré, câble téflon et prise 4 broches à verrouillage.
– Un porte-fer avec éponge de nettoyage.
– Un cordon secteur.
– Un bouton fléché ⌀ 21 mm pour réglage de la température.
– Une embase 4 broches pour branchement du fer à souder.

MESUREUR D'ACTIVITE ORAGEUSE (suite et fin de la page 27)

Liste des composants

● Résistances 1/4 W :
1 × 750 Ω ; 1 × 1 kΩ ; 4 × 10 kΩ ; 1 × 47 kΩ ; 5 × 100 kΩ ; 1 × 150 kΩ ; 1 × 200 kΩ ; 2 × 1,2 MΩ ; 1 × 10 MΩ ; 1 ajustable 2,5 kΩ ; 1 potentiomètre 10 kΩ.

● Condensateurs, 16 V min. :
1 × 27 pF ; 1 × 500 pF (céramique ou styroflex, à câbler à l'entrée antenne) ; 2 × 2,2 nF ; 2 × 47 nF ; 1 × 0,1 µF.

● Condensateurs électrochimiques, 16 V min. :
1 × 2,2 µF ; 4 × 47 µF.

● Semi-conducteurs :
5 diodes 1 N 4148 ; 1 LED ; 3 transistors BD 108 ; 1 circuit intégré 4136 (4 ampli ; op. 741).

● Divers :
Pour la bobine d'antenne : 50 mètres de fil cuivre émaillé ⌀ 0,3 mm ; 1 bâtonnet ferrite ⌀ 8 mm, longueur 140 mm ; gaine thermorétractable ⌀ à froid 10 mm, environ 150 mm de longueur (voir texte).
1 galvanomètre 100 µA ;
1 fiche jack 6,3 mm ;
1 douille jack 6,3 mm ;
1 inter. bipolaire à bascule ;
1 inverseur à bascule unipolaire ou poussoir inverseur ;
1 poussoir (à fermeture) ;
1 circuit imprimé ;
1 coffret au choix ;
2 piles de 9 V ;
2 connecteurs de piles.

Encore une fois, voici un article « du tonnerre » !



La foudre et ses effets. Comment s'en protéger

La puissance, le mystère, la majesté des phénomènes météorologiques ont toujours incité les hommes à tourner leur regard vers le ciel pour y chercher une explication, afin de satisfaire leur curiosité mais surtout pour apaiser leur inquiétude. Parmi ces phénomènes, il en est un, vieux comme le monde... Nous pensons à l'orage.

Sur l'ensemble du globe terrestre, on compte environ 45 000 orages par jour. En France, chaque année, c'est 4 coups au km^2. 10 % des incendies sont dus à la foudre et, toujours en France, une quarantaine de personnes, 20 000 animaux sont tués chaque année. 30 000 à 50 000 compteurs électriques sont volatilisés sans compter les téléviseurs et autres appareillages électriques. De quoi s'intéresser de près à cette importante question...

Première approche

La littérature sur ce sujet est, sinon abondante, tout au moins très ancienne puisque les premières explications apparurent vers le XVIIe siècle. Cependant, cela ne veut pas dire que nous ayons percé tous les mystères de la foudre ; tout au plus pouvons-nous tenter un simple rapprochement entre ce que l'on sait en physique et ce que l'on peut observer lorsqu'un orage éclate.

Rappelons que la foudre a une action directe, et que l'on s'en prémunit au moyen d'un paratonnerre, et une action indirecte (par effet induit), notamment sur les lignes électriques ou téléphoniques, que l'on protège efficacement avec des parafoudres.

La foudre, c'est la colère divine. C'est ainsi que, dans l'antiquité, l'homme voyait la manifestation de ce phénomène physique. Puis, 60 ans av. J.-C., *Lucrèce* pensait que la foudre se trouvait dans les nuages et que des germes de gaz inflammables se manifestaient. Mais il fallut attendre encore plusieurs siècles pour que s'échafaudent des théories plus ou moins vraisemblables, notamment au cours des XVIIe et XVIIIe siècles.

Un peu d'histoire

C'est par une théorie mettant en jeu les lois de la thermodynamique que *Descartes* donna son opinion sur le mécanisme de la foudre. Le XVIIe siècle apporta également la théorie du Hollandais *Boerhaave,* estimant que les gouttelettes d'eau contenues dans le nuage concentraient les rayons solaires, d'où élévation de la température locale, avec apparition de bruit et de lumière. Mais, à la fin de ce siècle, les physiciens proposèrent une théorie chimique mettant en cause l'inflammation des exhalaisons sulfureuses, grasses et huileuses, émanant de la terre et accumulées dans les airs. D'ailleurs, en 1726, l'Académie de Bordeaux couronna un mémoire sur ce sujet.

Cependant, dès 1650, l'Anglais *Wall* émit l'hypothèse de l'analogie entre les étincelles électriques et la foudre, et il fallut attendre les *Leçons de physique expérimentale* de l'abbé *Nollet,* en 1748, pour retrouver cette idée. La même année, *Jallabert* découvrait le pouvoir des pointes, sans toutefois établir un rapprochement avec les recherches précédentes.

A partir de ce moment se succédèrent une série de travaux qui marquèrent une étape dans l'étude de la foudre. En effet, l'Académie de Bordeaux, revenant sur son opinion de 1726, couronnait les travaux du médecin dijonnais *Barbaret,* établissant une analogie entre la foudre et

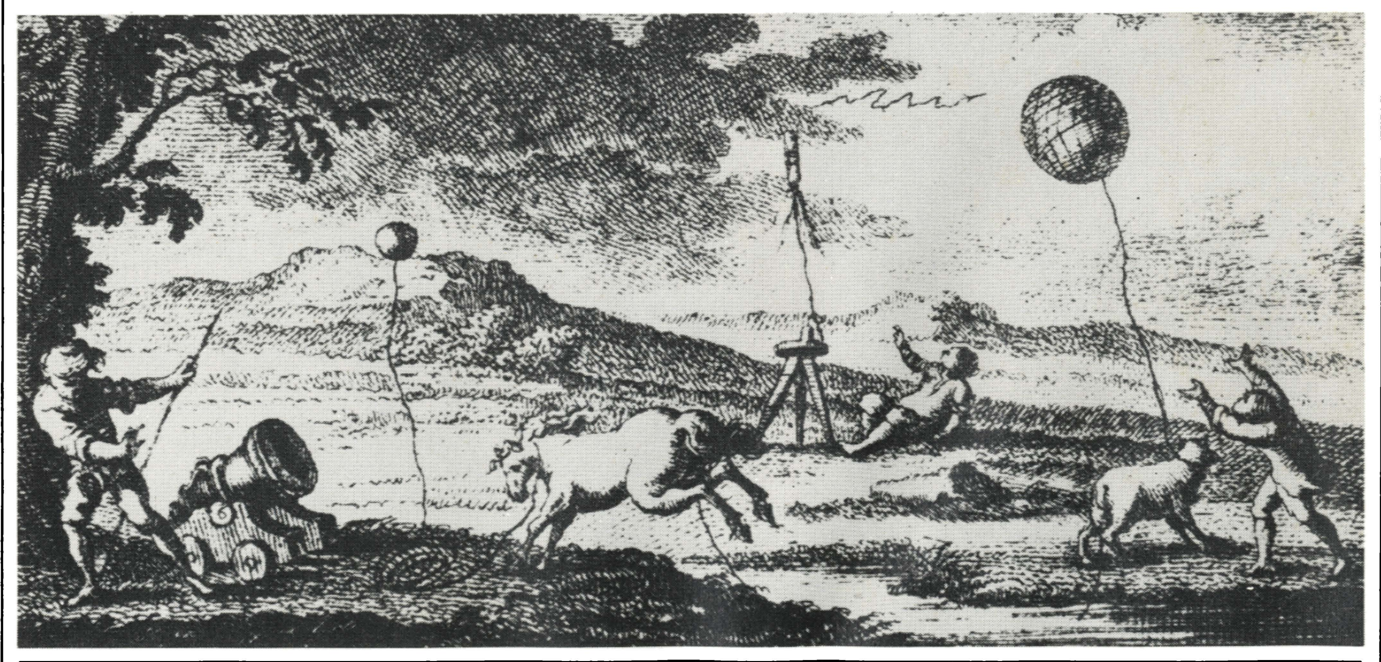


Fig. 1 – Landriani (1784) relate dans « Dell' utilità dei conduttori electtrici », les expériences effectuées en utilisant des ballons, boulets ou fusées. L'intensité électrique est mesurée par la contraction musculaire d'animaux reliés à ces dispositifs. Le 8 octobre 1753, le professeur Giambatista Beccaria tire six fusées reliées à un fil métallique ; avec trois d'entre elles il réussit à attirer une décharge électrique (avec l'aimable autorisation de J. Hamelin et C. Le Teinturier et du CNET : L'Echo des Recherches n° 108, avril 1982).

l'électricité (1750), confirmés la même année par les observations précises de *Romas*. Le 29 juillet 1750, *Franklin*, reprenant les idées de l'abbé *Nollet*, écrivait à *Collinson* pour lui suggérer d'ériger une tige de fer reliée à la terre afin d'assurer l'écoulement de l'électricité des nuages vers le sol. Il fallut attendre 1752 pour que *Buffon*, ayant traduit la lettre de *Franklin*, installât une tige de fer pointue sur son château de Montbard.

De son côté, *Franklin*, en 1752, poursuivait ses expériences au moyen d'un cerf-volant, suivi en 1753 par *Romas* à Nérac. On peut dire qu'en ce milieu de XVIII[e] siècle l'idée d'une analogie entre l'éclair et l'étincelle électrique était fermement admise. De même considérait-on les nuages comme des condensateurs se chargeant d'électricité atmosphérique à un potentiel élevé, l'air étant considéré comme un isolant. Pour une charge électrique suffisante, une étincelle éclatait.

D'ailleurs, le professeur *Giambatista Deccaria*, de Turin, prouve à l'aide de fusées, le 8 octobre 1753 **(fig. 1)**, l'existence de l'électricité dans les orages. Ce genre d'expériences a été repris deux cents ans plus tard, toujours au moyen de fusées, dans les recherches expérimentales sur le déclenchement artificiel de la foudre dans des laboratoires comme celui de Saint-Privat-d'Allier exploités par *Electricité de France* et le *Commissariat à l'Energie Atomique*.

Pendant un siècle, les idées en restèrent là, puis, à la fin du XIX[e] siècle, Lord *Kelvin* effectua des mesures sur le potentiel de l'atmosphère et sa variation suivant l'altitude. Ce physicien démontra que ce gradient de potentiel est plus important que la notion de différence de potentiel entre nuage et sol. Puis vint la notion d'ionisation et les travaux de *Szillard* (1914) sur la radioactivité comme moyen d'ionisation de l'air. Depuis, différents travaux ont confirmé ou infirmé les théories ; il y eut beaucoup de controverses.

Les études de ces dernières années ont porté sur les différents aspects présentés par les orages : leur distribution géographique, leur aspect météorologique, le phénomène physique, la protection, la prévention, etc. C'est donc ces différents points que nous aborderons, en sachant qu'il y aurait beaucoup de choses à dire dans cette discipline où il n'y a que peu de spécialistes qui y consacrent leur temps.

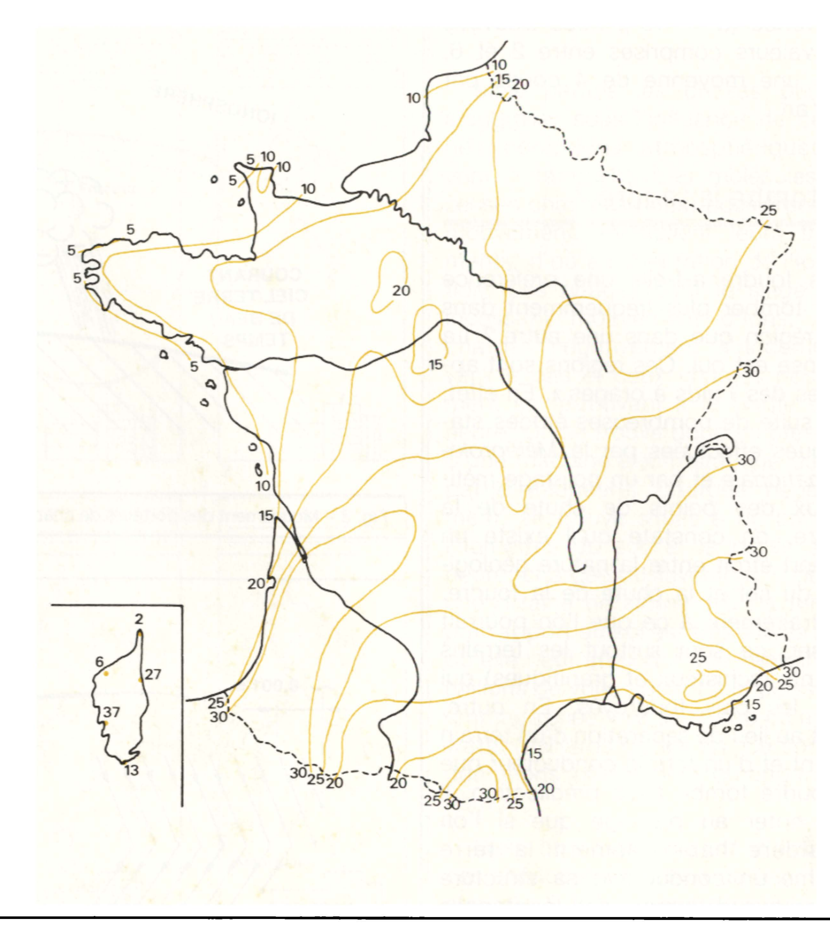


Fig. 2 – Lignes isokérauniques (nombre moyen de jours avec orage/an).

La géographie des orages

Le nombre d'orages par an est variable d'une zone géographique à une autre et, dans un même pays, d'une région à une autre. Par convention, on caractérise la sévérité orageuse d'une région par son *niveau kéraunique*.

C'est une notion peu précise puisque c'est le nombre de jours par an où le tonnerre a été entendu. Toutefois, elle a permis de recueillir de nombreuses informations locales qui ont servi de base à des études statistiques et au tracé de cartes **(fig. 2)**. Ainsi, en France, le niveau kéraunique moyen est de 20, mais il est inférieur à 10 vers les côtes de la Manche et de l'Atlantique et supérieur à 30 dans les régions montagneuses (Massif central, Alpes, Pyrénées). Dans le monde, il existe des zones à très fort niveau (de l'ordre de 100 en Floride, 180 en Afrique du Sud).

Cette notion de niveau kéraunique ne met pas suffisamment en relief le degré de sévérité d'un orage. En effet, le tonnerre c'est le bruit qui accompagne une décharge électrique, l'éclair en étant la manifestation lumineuse. Il est donc plus significatif de prendre en compte le coup de foudre, qui est défini comme étant une décharge disruptive entre deux nuages ou un nuage et le sol. Cette décharge peut être violente et foudroyer une zone en général limitée. C'est la raison pour laquelle on utilise davantage cette notion de densité, c'est-à-dire : de nombre de coups de foudre par kilomètre carré et par an.

A ce propos, *C. Gary*, de la Direction des Etudes et Recherches à *EdF*, évoque, dans la *Revue Générale d'Electricité*, qu'à partir des résultats fournis principalement par des compteurs à foudre spéciaux plusieurs chercheurs ont tenté d'élaborer des formules reliant le niveau kéraunique « Ni » et la densité « Ns » de coups de foudre au sol par km²/an. En voici une qui met d'ailleurs en évidence l'importante dispersion des résultats :

$$Ns = Ni\,(0{,}1 + 0{,}35 \sin \alpha)\,(0{,}4 \pm 0{,}2)$$

où α représente la latitude de la région considérée et montre que la valeur varie sensiblement lorsqu'on passe des régions tempérées aux régions tropicales.



Si nous appliquons cette formule au cas dun niveau kéraunique Ni = 30 en France (α = 45°), nous trouvons des valeurs comprises entre 2 et 6, avec une moyenne de 4 coups par km²/an.

Où tombe la foudre ?

La foudre a-t-elle une préférence pour tomber plus fréquemment dans une région que dans une autre ? La réponse est oui. Ces régions sont appelées des « nids à orages ». En effet, à la suite de nombreuses études statistiques effectuées par la *Météorologie nationale* et par un pointage méticuleux des points de chute de la foudre, on constate qu'il existe un rapport étroit entre la nature géologique du sol et la chute de la foudre. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, ce sont surtout les terrains isolants (schisteux et granitiques) qui sont les plus foudroyés. En outre, c'est au lieu de séparation d'un terrain isolant et d'un terrain conducteur que la foudre tombe avec prédilection. Il faut noter au passage que si l'on considère habituellement la terre comme un conducteur, sa structure géologique détermine des résistances très diverses, rendant la terre plus ou moins bonne conductrice de l'électricité. Devant une forte résistance, on peut dire qu'elle correspond à un isolant, d'où la plus ou moins grande efficacité des prises de terre.

Lorsque l'on compare, d'une part, l'étendue des structures géologiques avec, en vis-à-vis, la surface occupée par la base d'un nuage et, d'autre part, les énergies mises en jeu, on se rend parfaitement compte que les aspérités du sol, la présence de maisons, d'arbres ou de lignes haute tension, ne jouent qu'un rôle secondaire, contrairement à l'opinion admise habituellement. Toutefois, dans une zone réputée orageuse, la présence de reliefs prend une importance différente. En effet, puisque nous sommes à peu près certains que, pour une telle zone, la foudre tombera, il est possible qu'elle choisisse l'une de ces aspérités, mais ce n'est pas certain. Ainsi, par exemple, dans une zone orageuse comprenant seulement deux arbres comme aspérités, un peuplier et un pin, ce n'est pas l'arbre le plus élevé (peuplier) qui sera touché mais le pin dont la teneur en résine constitue un isolant (il en est de même pour le sapin). En ce qui concerne les corps conducteurs, telle une ligne haute tension, ils n'attirent pas la fou-

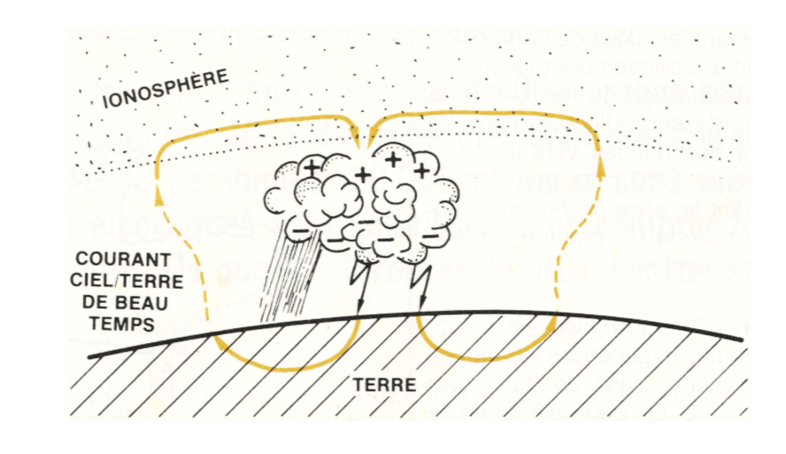


Fig. 3 – Mouvement des porteurs de charges dans un nuage d'orage (d'après B.-B. Phillips).

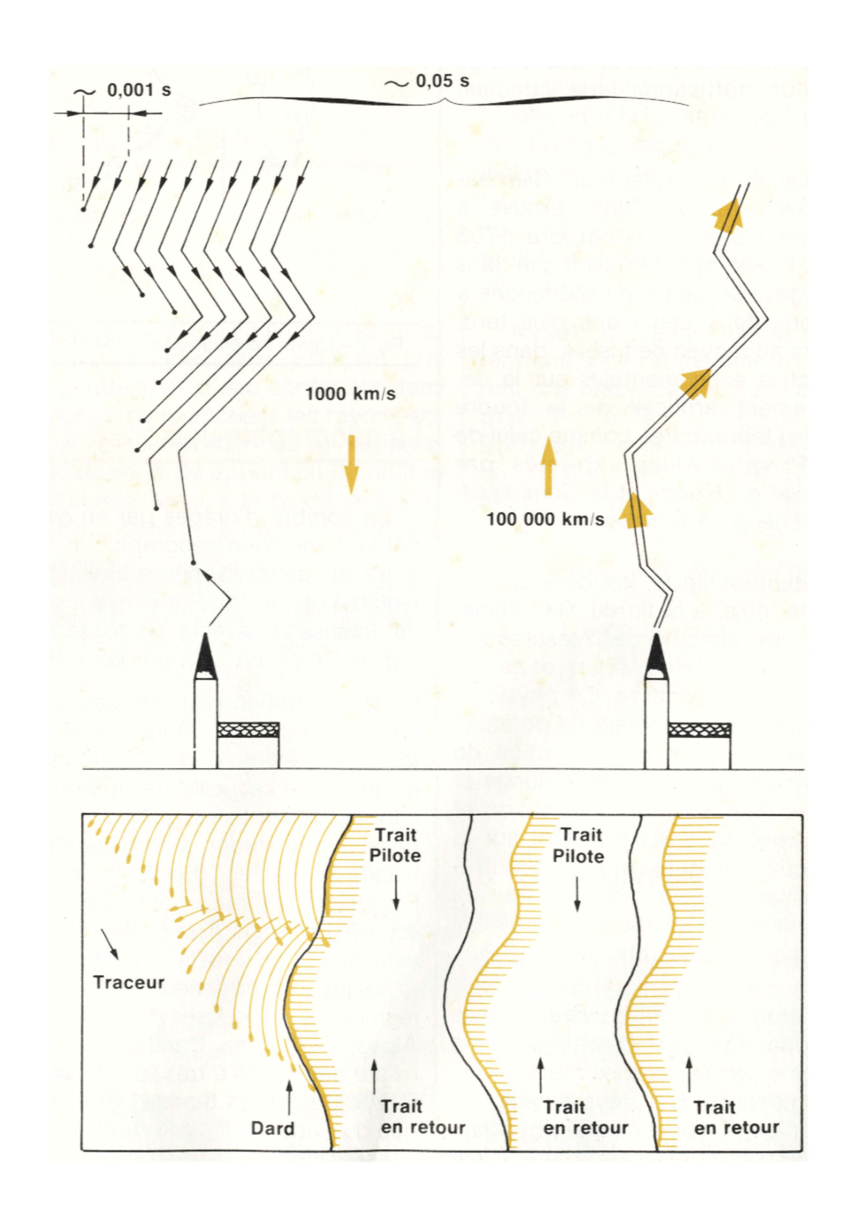


Fig. 4 – Schéma du développement dynamique d'un coup de foudre (d'après Martin-A. Uman, doc. Franklin France).

dre mais rien n'empêche celle-ci de tomber dessus. Les conducteurs servent alors de support à la foudre pour son cheminement vers la terre.

On comprend dès lors les difficultés que présente une protection efficace contre la foudre ; on comprend également que, pour installer un paratonnerre, il ne suffit pas de dresser une pointe vers le ciel et de la relier au sol.

L'aspect météorologique

La géographie n'explique pas tout ; au-dessus de la surface du globe, les événements météorologiques ont également leur importance dans la génèse des orages. Le cumulo-nimbus est le type même du nuage d'orage. Il diffère du nuage de pluie par son volume considérable. Il s'étale sur une surface de plusieurs kilomètres carrés, sa base est à 2 ou 3 km d'altitude et sa partie supérieure atteint 10, voire 15 kilomètres. C'est donc une structure énorme, qui est le siège de toute une dynamique mécanique et électrique. Ce nuage, qui peut être assimilé à un dipôle, circule entre le sol et l'ionosphère **(fig. 3)**.

La présence de l'électricité atmosphérique a été suffisamment démontrée pour que l'on puisse admettre facilement son existence. On sait, en outre, que la tension entre le sol et les couches atmosphériques est très variable. Cela tient : au lieu, à l'heure de la journée, à l'altitude de référence, à l'ensoleillement... Ainsi, pour une altitude relativement basse, on observe des écarts de 100 V par mètre, par rapport au sol, et dès que l'on atteint l'ionosphère (entre 100 et 300 km d'altitude), la tension par rapport au sol est d'une centaine de millions de volts.

A ce niveau, l'air est ionisé, et il se produit un important mouvement de particules gazeuses chargées (ions) qui se rassemblent et qui finissent par former d'immenses condensateurs, dont le diélectrique est l'air. La forme et l'étendue des armatures de ces condensateurs varient continuellement ; il arrive parfois que le sol représente l'une des armatures. Au cours du mouvement de ces masses gazeuses, notamment aux basses altitudes, et en fonction des caractéristiques de l'atmosphère, il arrive que le sol s'électrise par influence, et l'on voit apparaître alors des phénomènes lumineux (feux de Saint-Elme). C'est l'effet *couronne* au sol. L'apparition de ces phénomènes est dû à l'existence d'un champ électrique très élevé, mais il est à remarquer que ce champ électrique peut engendrer des effluves horizontales, entre les nuages, et provoquer l'illumination du ciel. Toutefois, les manifestations électriques provoquées par cet effet couronne signifient qu'il y a danger, et les alpinistes en connaissent bien la signification. Il se peut qu'à la suite de ces phénomènes tout rentre dans l'ordre.

Fig. 5 – Déroulement d'un coup de foudre classique (doc. Hélita).

Mais parfois les choses peuvent s'aggraver sous l'influence de certaines conditions atmosphériques, le vent notamment. Les molécules gazeuses chargées (ions) accélèrent leur mouvement, multiplient leurs frottements, d'où augmentation de l'ionisation. Les nuages sont le siège d'un incessant mouvement d'ions, ceux chargés négativement s'accumulant vers le bas et ceux chargés positivement se retrouvant à la partie supérieure. On se trouve donc en présence d'une machine électrostatique dont la partie inférieure, chargée négativement, se trouve située à un ou deux kilomètres du sol, et la partie supérieure, chargée positivement, s'élève à une dizaine de kiomètres. La tension par rapport au sol est très élevée puisqu'elle peut atteindre une centaine de millions de volts ; quant à la puissance emmagasinée, elle se chiffre en mégawatts (milliards de watts). Ce sont les conditions idéales pour qu'apparaisse l'orage.

Bien qu'il soit courant d'assimiler ces phénomènes à ceux de l'électricité statique, il faut reconnaître qu'en fait ces phénomènes sont extrêmement fugaces. Les nuages sont en mouvement et, à l'intérieur de ceux-ci, existe un perpétuel remaniement des molécules, si bien qu'en quelques minutes on peut très bien avoir un champ électrique de quelques milliers de volts par mètre, puis atteindre 2 ou 3 000 V par centimètre. En atteignant 25 ou 30 kV/cm, l'orage éclate. Il est intéressant de noter qu'à ce moment, avec un tel champ électrique, un canal de gaz ionisé s'est constitué et que c'est par ce canal que l'éclair (foudre) peut cheminer entre le nuage et la terre. Nous reviendrons sur cette notion de canal ionisé car il semble, à l'heure actuelle, que c'est la meilleure explication que l'on puisse avoir sur le cheminement de la foudre et sur l'efficacité des paratonnerres.

Du condensateur...

Il est intéressant d'étudier le phénomène physique puisque l'on a tendance à considérer la foudre comme une décharge de condensateur (par claquage du diélectrique), mais l'on pourrait tout aussi bien considérer ce qui se passe dans un tube à décharge, comme nous allons le voir.

On peut assimiler la base d'un

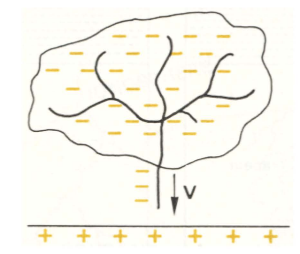


nuage et la surface du sol aux deux armatures d'un immense condensateur plan. Entre les deux armatures se trouve un isolant (diélectrique) : l'air.

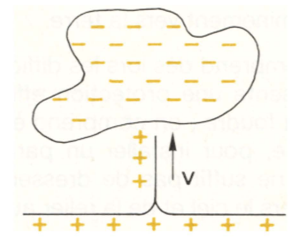
La capacité de ce condensateur est proportionnelle à la surface des armatures et inversement proportionnelle à leur distance. En outre, les propriétés du diélectrique jouent un rôle important ; nous savons par exemple que c'est grâce à la présence de l'air, comme isolant, autour des conducteurs que les charges électriques sont retenues à la surface de ceux-ci. Dans le cas du condensateur, lorsque les armatures sont sous tension, les lignes de force du champ électrique créé traversent le diélectrique et provoquent en son sein des « tensions mécaniques », d'où des déformations qui peuvent se traduire soit par des modifications de volume (électrostriction), soit par des modifications des propriétés optiques (biréfringence électrique).

Les déformations du diélectrique ont une limite au-delà de laquelle il y a claquage du condensateur, c'est-à-dire qu'au-delà d'une certaine tension appliquée aux armatures il se produit une décharge disruptive. Rappelons que la différence de potentiel capable de faire passer une étincelle au travers d'un centimètre d'isolant mesure la rigidité diélectrique de cet isolant.

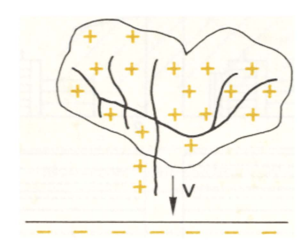
Cette étincelle a une certaine analogie avec la foudre. *Feddersen* (1857), au moyen de la cinématographie, a pu vérifier ce fait, prévu par *Henry* (1842), que la décharge disruptive n'est pas continue mais présente une succession de traits de feu produits par des décharges de sens inverse. Ainsi, tout semble réuni pour transposer les théories du condensateur à l'étude de la foudre. Toutefois, les proportions ne sont pas les mêmes, et il est peut-être hasardeux d'extrapoler ce qui se passe dans un condensateur dont les armatures ont quelques centimètres carrés de surface, un diélectrique dont l'épaisseur est de un millimètre ou quelques dixièmes de millimètre, et une tension de claquage s'exprimant en milliers de volts ; et une zone orageuse s'étalant sur des kilomètres carrés, un diélectrique de quelque 1 000 mètres d'épaisseur et une tension de l'ordre de 100 millions de volts. Il est intéressant, par contre, d'examiner ce qui se passe dans un tube à décharge, car la distance entre les électrodes (armatures) est plus importante et met mieux en évidence le phénomène de l'ionisation.



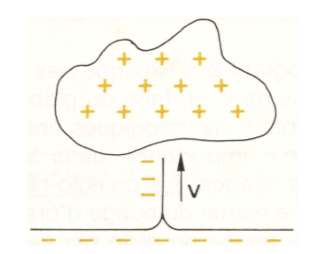
Les foudres descendantes négatives. de très loin les plus fréquentes en plaine et dans nos régions (80 à 90 %)



Les foudres ascendantes positives. ces foudres sont issues de proéminences et se rencontrent fréquemment en montagne



Les foudres descendantes positives.



Les foudres ascendantes négatives.

Fig. 6 – La classification des coups de foudre (doc. Franklin France).

... au tube à décharge

Le passage du courant dans un gaz, c'est ce que l'on observe aussi bien au cours de l'orage que dans un tube à décharge. Si la foudre semble un phénomène mystérieux, on connaît par contre beaucoup mieux les tubes à décharge. Toutefois, disons quelques mots de l'ionisation. Lorsqu'un atome perd un ou plusieurs électrons, il perd sa neutralité et devient un ion. Quand le phénomène se répète et que l'on se trouve dans un milieu gazeux, on dit qu'il y a ionisation du gaz. L'arrachement d'un électron à un atome peut être dû à plusieurs causes :

- **Ionisation par choc.** Lorsque des particules rapides arrivent dans un gaz, la rencontre avec les électrons des atomes du gaz provoque leur arrachement. Pour que le phénomène ait lieu, il faut que les particules soient accélérées sous une certaine tension (potentiel d'ionisation) pour que s'accomplisse le travail nécessaire pour arracher un électron à l'atome (travail d'ionisation). Il existe d'ailleurs une relation mathématique entre le potentiel d'ionisation et le travail d'ionisation. Notons que l'ionisation par choc peut être provoquée par le rayonnement alpha et béta émis par les matières radioactives.

- **Ionisation par absorption d'un rayonnement.** Un rayonnement peut jouer le même rôle qu'une particule rapide à condition, là encore, que son énergie soit suffisante. C'est le cas des rayons gamma, X et ultraviolets. Avec un rayonnement très énergétique, on peut même déclencher un effet d'avalanche, c'est-à-dire que les électrons expulsés possèdent une énergie encore suffisante pour arracher à leur tour d'autres électrons ; nous sommes donc en présence d'une ionisation secondaire par choc.

- **Ionisation par champ de haute fréquence.** Si, au lieu d'utiliser un champ électrique accélérateur avec les électrodes placées dans le milieu gazeux, on emploie un champ de haute fréquence, les électrodes pourront être placées à l'extérieur du milieu gazeux. Les électrons libres que contient le gaz se mettent à osciller et, si l'amplitude est suffisante, l'énergie assurera l'ionisation du gaz. C'est donc un autre aspect de l'ionisation par choc.

- **Ionisation thermique.** C'est un phénomène connu en astrophysique, notamment dans l'étude des atmosphères stellaires. Si un atome alcalin tombe sur un métal chauffé, l'atome cède un électron au métal et poursuit son chemin sous la forme d'un ion positif. On retrouve ce phénomène dans les gaz des flammes qui sont ionisés, et, actuellement, des études sont réalisées dans le domaine de la physique des plasmas.

Nous n'irons pas plus loin dans la description des différentes formes d'ionisation. Sachons seulement que

c'est l'ionisation d'un gaz qui le rend conducteur. Sachons également que si l'énergie agissant sur les électrons est insuffisante, mais ayant tout de même une certaine valeur, ceux-ci ne seront pas arrachés à l'atome mais seront déplacés d'une orbite sur une autre plus éloignée, et nous serons en présence d'une simple excitation. Ce mouvement des électrons obéit à certaines lois suivant les énergies mises en jeu. Un électron déplacé tend à revenir à sa position de repos, soit en une seule fois, soit en plusieurs étapes, d'où des niveaux intermédiaires, des états métastables, des niveaux de résonance. En outre, les chocs entre les atomes et les électrons sont soumis à des lois de probabilité de collision, d'où une probabilité d'ionisation.

Le déroulement du phénomène lors d'un orage

Revenons au nuage et au sol. De la base d'un nuage, en général chargé négativement, s'échappe une prédécharge appelée traceur, faiblement lumineuse, et dont la progression vers le sol se fait par bonds de quelques dizaines de mètres, suivant les charges d'espaces ; il s'agit en réalité d'une succession de décharges reprenant le chemin ionisé de la précédente, entrecoupées de temps d'arrêt de 40 à 100 µs (vitesse moyenne de progression : 0,15 m/s) **(fig. 4)**.

A l'approche du sol, l'extrêmité du traceur ou « dard », fortement chargée, engendre à sa verticale un important accroissement du champ électrique pouvant atteindre des valeurs de 400 à 500 kV/m. Lorsque le seuil d'ionisation de l'air atmosphérique est atteint (30 kV/m), des effluves s'échappent d'un certain nombre de points caractéristiques du sol, effluves qui se transforment en décharges ascendantes positives, pour des valeurs de champ supérieures. L'effluve qui offrira les meilleures caractéristiques d'amorçage ou qui progressera le plus rapidement rejoindra le traceur **(fig. 5)**.

Le canal ionisé est alors parfaitement établi et il s'opère une remontée des charges du sol (« return stroke ») vers le nuage, tendant à neutraliser ses propres charges. En l'espace de 0,2 à 1 s, plusieurs coups de foudre peuvent être échangés, leur progression est alors continue et leur vitesse de propagation de l'ordre de 10^6 m/s.

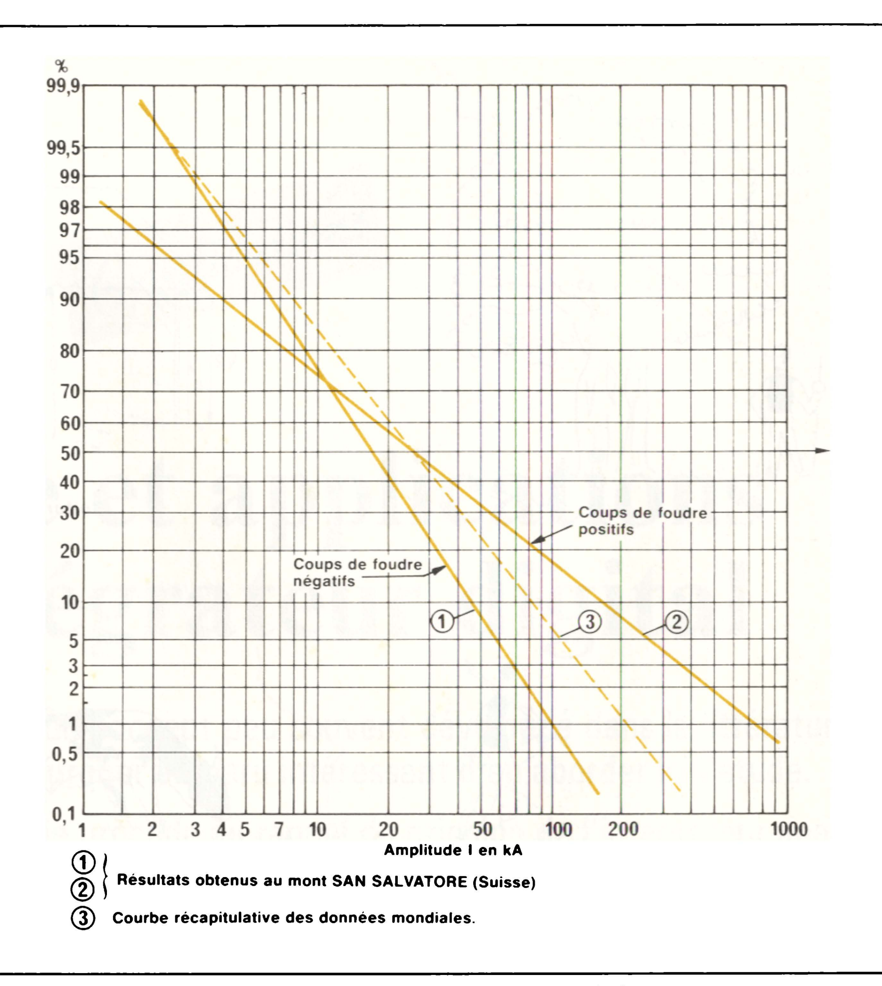


Fig. 7 – Distribution des amplitudes de courants de foudre (d'après C. Gary).

C'est ainsi que se déroulent 90 % des phénomènes observés, mais, dans quelques cas, cela se passe autrement **(fig. 6)**. Le coup de foudre est fonction de l'origine du traceur et de sa polarité.

Les paramètres électriques qui caractérisent un coup de foudre sont les formes d'ondes, les amplitudes, la raideur de front et la quantité d'énergie mise en jeu.

Les *formes d'ondes* diffèrent suivant leur polarité. Une décharge négative est la combinaison de courants impulsionnels à front raide et de courants continus : durée du front de la décharge partielle 10 à 15 µs ; queue d'onde une centaine de µs. Par contre, le coup de foudre positif est constitué d'une seule décharge de 0,1 à 0,2 s : durée du front 20 à 50 µs.

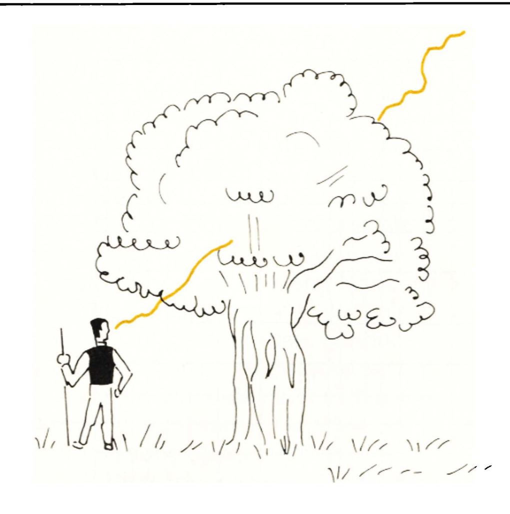
La distribution des *amplitudes* ou des intensités des courants de foudre sont le report sur des abaques de toutes les données connues dans le monde. La distribution obéit à une loi de probabilité, et si l'on porte en abscisse le logarithme de l'intensité (en kA) du coup de foudre et en ordonnée la probabilité qu'a un coup de foudre de dépasser une intensité donnée, on obtient sensiblement des droites. La lecture de ces courbes **(fig. 7)** indique qu'un courant de foudre positif peut atteindre des valeurs supérieures à 150 kA dans 10 % des cas, alors que le courant de foudre négatif a une valeur plus faible, de l'ordre de 50 kA dans 10 % des cas. La valeur moyenne de l'intensité se situe vers 25 kA.

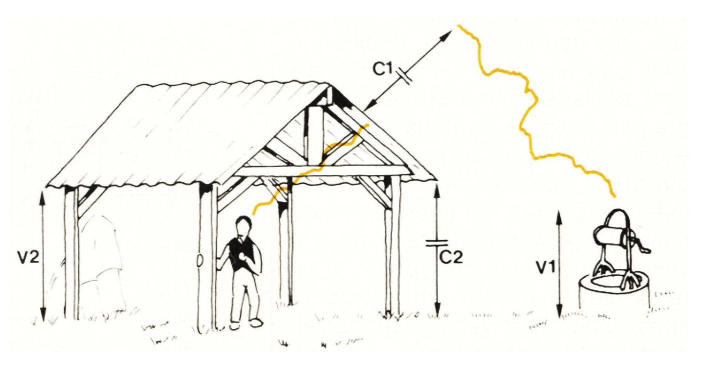
La *raideur de front* est l'amplitude par unité de temps et l'on a des chiffres de l'ordre de 20 kA/µs pour la foudre négative et de 2 kA/µs pour la foudre positive.

La *quantité moyenne d'énergie échangée* est de 10 coulombs. Elle peut atteindre des valeurs de 300 C.

La foudre et ses effets

La foudre se manifeste par des effets très divers et, pour ne pas alourdir cette présentation, nous reproduirons l'essentiel d'un document établi par *Franklin France* sur les





$V2 = V1C1(C1+C2)$
Toiture métallique isolée du sol

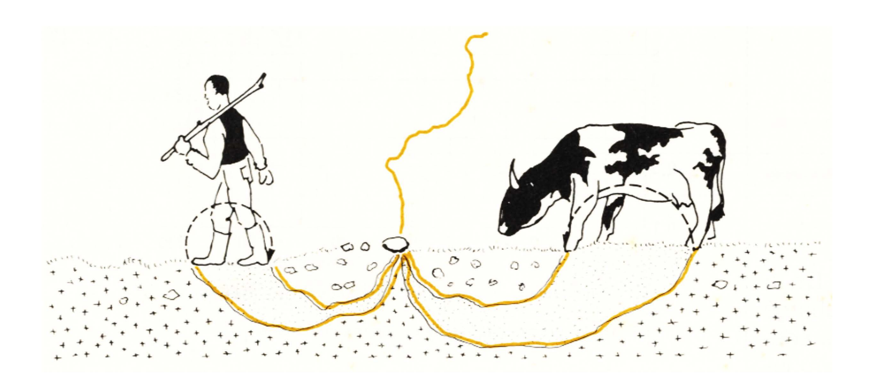


Fig. 8 – Différentes manifestations de la foudre (doc. Franklin France).

effets de la foudre, en sachant que nous n'avons pas épuisé le sujet **(fig. 8).**

● *Effets thermiques :* Ces effets sont liés aux quantités de charges mises en jeu lors des coups de foudre. Ils se traduisent par des points de fusion plus ou moins importants au niveau des impacts lorsqu'il s'agit de matériau conducteur et par une élévation de température aux endroits de mauvais contact ou pour des matériaux de grande résistivité. Sur des matériaux mauvais conducteurs, une grande énergie est libérée sous forme de chaleur. L'humidité qu'ils contiennent provoque alors une surpression brutale allant jusqu'à leur éclatement.

● *Effets dus aux amorçages :* La résistivité des sols fait que les prises de terre sont résistantes et qu'elles ne peuvent empêcher, lors du passage d'un courant de foudre, une montée brutale en potentiel de l'installation. Aussi se crée-t-il des différences de potentiels entre certains éléments métalliques. D'où l'intérêt de prendre un soin particulier à la réalisation des prises de terre et à la liaison des masses métalliques, jouxtant les descentes.

● *Effets électrodynamiques :* De tels effets peuvent se produire lorsqu'une partie du chemin parcouru par le courant de foudre se trouve dans le champ magnétique d'une autre partie. Des forces de répulsion et d'attraction peuvent surgir par exemple sur des conducteurs très proches empruntés par la foudre.

● *Effets électrochimiques :* Très négligeables et sans influence sur les prises de terre (comparativement aux courants vagabonds du sol).

● *Effets acoustiques – le tonnerre :* le tonnerre est dû à la brusque élévation de pression (2 à 3 atmosphères) du canal de décharge contracté par les forces électrodynamiques pendant la durée de l'éclair. La durée du tonnerre est fonction de la longueur du canal ionisé. La propagation, pour les fréquences élevées, des composantes spectrales engendrées par l'onde de choc se fait perpendiculairement au canal alors que, pour les fréquences basses, elle est omnidirectionnelle ; d'où les différentes formes de grondement ou claquement recueillies globalement par un observateur suivant sa distance et l'orientation des canaux successifs empruntés par l'éclair.

● *Effets d'induction :* Les effets d'induction sont ceux dont il est bien souvent le plus difficile de se protéger. L'approche de la foudre sur un site et son écoulement au travers des conducteurs crée un flux magnétique générateur de tensions induites élevées, parfois destructrices. Des bouclages électromagnétiques peuvent se créer entre les descentes de paratonnerres et les circuits électriques ; d'où les précautions particulières dans la réalisation des installations et notamment l'utilisation des dispositifs de protection complémentaires.

● *Effets lumineux :* La proximité d'une chute de foudre engendre sur la rétine d'un observateur une impression telle que l'œil reste parfois pendant de longues secondes ébloui sans pouvoir récupérer la vision.

● *Effets indirects : potentiels déphasés ou tension de pas :* La dispersion des courants de foudre dans le sol dépend de la nature des terrains. Dans un sol hétérogène, des différences de potentiel dangereuses peuvent s'établir entre deux points voisins.

J. Trémolières
(A suivre.)



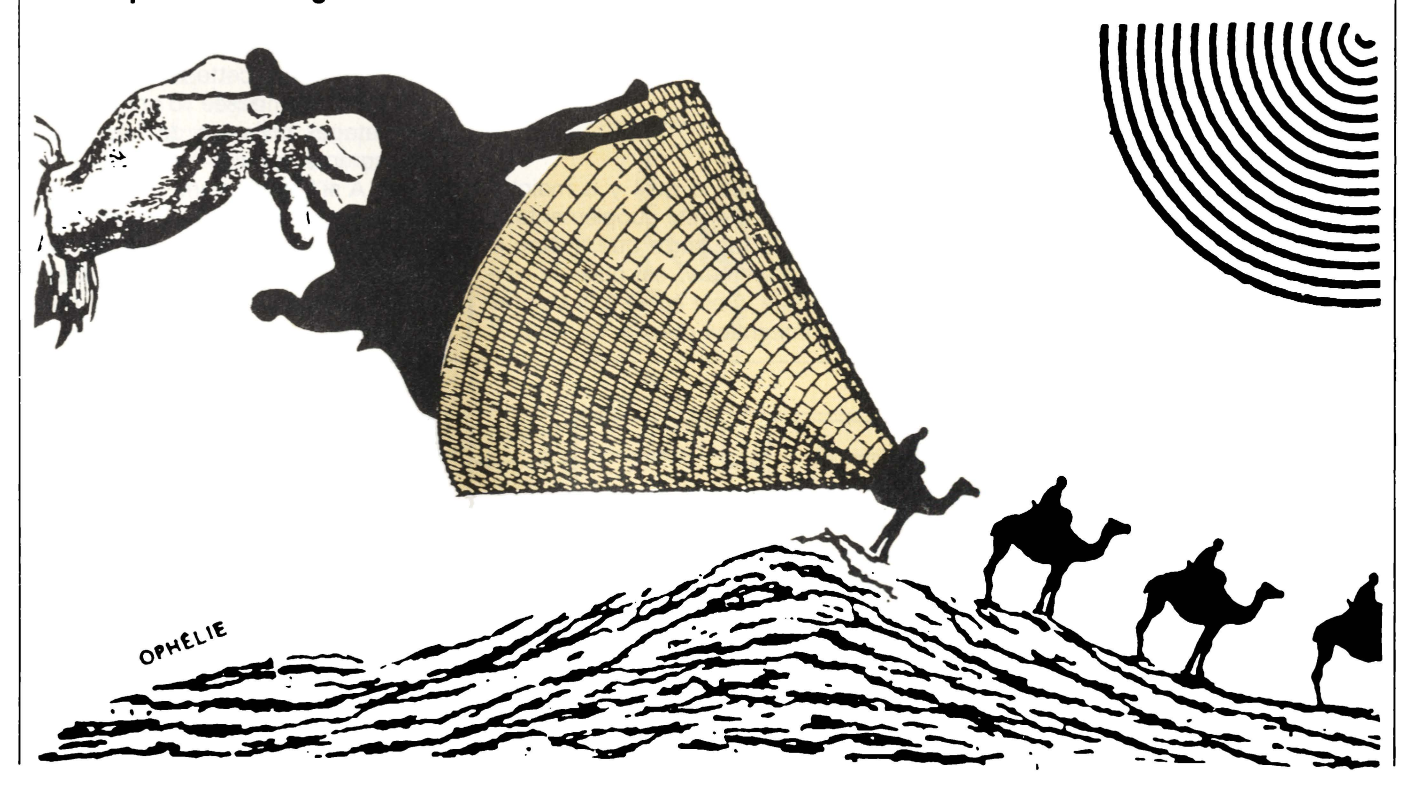
Principe et applications d'un intégrateur digital

L'« intégrateur digital » est un concept peu souvent développé dans la littérature et les ouvrages spécialisés. C'est pourquoi il a paru intéressant d'en aborder ici l'étude.

La première partie de l'article procède au rappel du principe de l'intégrateur analogique à base d'amplificateur opérationnel pour montrer les limitations de cette méthode lorsque la période d'intégration devient longue.

La deuxième partie traite de la méthode d'intégration digitale pour des tensions analogiques d'entrée positives, puis de polarités quelconques, positive ou négative.

La troisième partie montre un exemple de réalisation en laboratoire d'un intégrateur digital pour les tensions d'entrée positives. La sortie est une tension analogique destinée à attaquer un enregistreur.



Principes de base

Un intégrateur idéal doit pouvoir délivrer à la sortie une tension proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée. En d'autres termes, la sortie doit être proportionnelle au produit de l'amplitude par la durée de la tension d'entrée. L'intégrateur exécute cette opération mathématique sur la base des mesures instantanées de ces deux facteurs, produisant ainsi une tension de sortie proportionnelle à la somme des produits des valeurs instantanées des tensions d'entrée par un petit incrément Δt du temps. Le résultat de cette opération est une tension de sortie exactement proportionnelle à l'aire se trouvant au-dessous de la courbe de la tension d'entrée en fonction du temps.

Nous allons auparavant revenir à la méthode d'intégration analogique pour montrer ses limitations lorsqu'on veut intégrer pendant de longues périodes (supérieures à la dizaine de secondes). On devra recourir alors à la méthode d'intégration digitale.

Intégrateur analogique

Le schéma simplifié d'un intégrateur analogique est représenté à la **figure 1**. La tension de sortie v_s est :

$$v_s = \frac{-1}{RC}\int_0^T v_e\,dt$$

Cette équation représente le cas idéal et suppose que :

– le gain A de l'amplificateur opérationnel est très grand et tend vers l'infini ;

– la tension d'offset V_{os} et le courant de polarisation I_B à l'entrée de l'ampli-op sont nuls ;

– le condensateur C est exempt de fuite.

En réalité, si on tient compte de la tension d'offset V_{os} et du courant de polarisation I_B de l'ampli-op, on obtient le schéma de la **figure 2**.

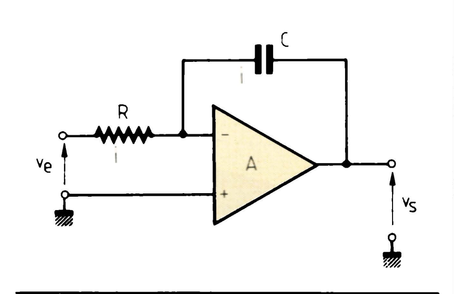


Fig. 1.

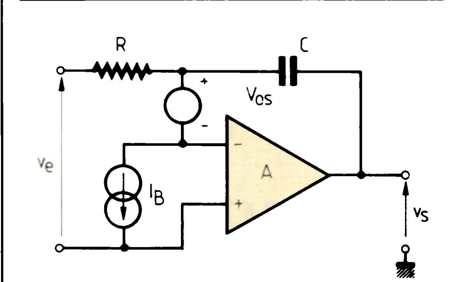


Fig. 2

Dans ce schéma :

– V_{os} et I_B sont représentés avec les polarités indiquées pour simplifier l'équation de la tension de sortie v_s, mais ils peuvent être de polarités quelconques ;

– la résistance de fuite du condensateur C est supposée très grande.

L'équation de la tension de sortie sera alors :

$$v_s = \frac{-1}{RC}\int_0^T v_e\,dt + \frac{1}{RC}\int_0^T V_{os}\,dt + \frac{1}{C}\int_0^T I_B\,dt + V_{os}$$

Nous constatons qu'il y a maintenant un terme d'erreur supplémentaire dû à V_{os} et I_B, de sorte que, même si la tension d'entrée v_e est nulle, la tension de sortie v_s est égale à la somme de deux intégrales dues à V_{os} et I_B et d'un terme constant V_{os}. Supposons que V_{os} et I_B ne varient pas. Dans ce cas, même en l'absence de v_e, la tension de sortie v_s est une rampe linéaire positive ou négative dépendant des polarités de V_{os} et de I_B. Cette rampe monte (ou descend) indéfiniment jusqu'à une tension limitée seulement par la saturation de l'ampli-op, ou par un circuit limiteur extérieur.

On réalise donc que cette erreur met une limite supérieure au temps d'intégration réalisable avec un intégrateur analogique : dès que l'on veut des temps d'intégration de l'ordre de la dizaine de secondes, il faut choisir des ampli-op ayant des tensions d'offset et des courants de polarisation très faibles, et des condensateurs de très faibles courants de fuite (polypropylène, polystyrène, téflon), dont les prix augmentent rapidement. Pratiquement, dès qu'on atteint des temps d'intégration de la centaine de secondes, il n'est plus possible d'utiliser l'intégrateur analogique. On doit alors recourir à la méthode d'intégration digitale qui est beaucoup plus précise et moins coûteuse.

Intégrateur digital

Le schéma de principe représenté à la **figure 3** est celui d'un intégrateur digital dont la tension analogique à l'entrée doit être toujours positive.

Il est composé d'un convertisseur tension-fréquence qui convertit la tension analogique d'entrée en une série d'impulsions dont la fréquence est proportionnelle à cette tension, d'une pré-échelle composée d'un ou plusieurs étages diviseurs de fréquence, d'un compteur suivi d'un convertisseur D/A si l'on veut une tension analogique à la sortie, ou d'un afficheur digital pour visualiser les résultats d'intégration sous forme chiffrée. Cette dernière possibilité est très utile dans certains cas.

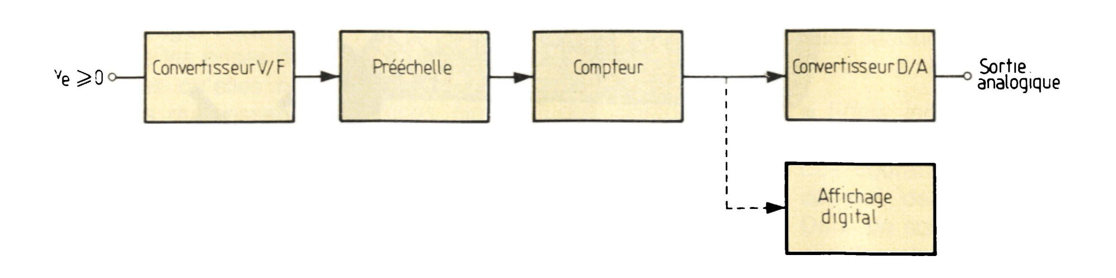


Fig. 3.

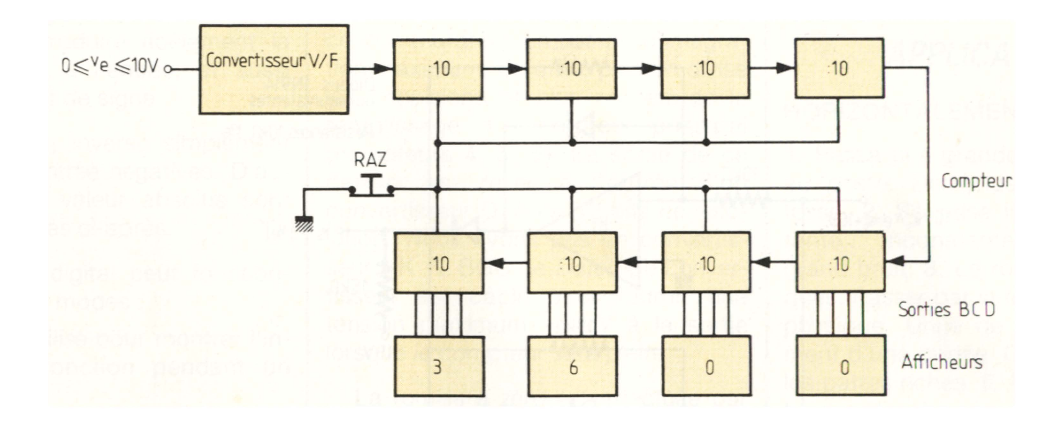


Fig. 4.

Le nombre d'impulsions **N** entrées au compteur est proportionnel à l'intégrale de la fréquence **F** des impulsions sorties du convertisseur V/F :

$$N \sim \int F\,dt$$

Comme **F** est proportionnelle à la tension d'entrée v_e, **N** est donc proportionnel à v_e.

Par exemple, on veut intégrer un signal analogique pendant une heure avec possibilité de lecture sur afficheurs numériques ; la capacité totale de lecture ne devrait pas dépasser 3 600 ; le convertisseur V/F utilisé peut délivrer une fréquence de 10 kHz pour la tension maximum à l'entrée + 10 V. Dans ce cas, le nombre maximum d'impulsions comptées pendant une heure est : 10 000 impulsions/s × 3 600 s = 36 × 10^6 impulsions. Pour lire jusqu'à 3 600, il faut un compteur à 4 digits, suivi d'un afficheur par digit. Avant comptage, il faut diviser (pré-échelle) les impulsions par 10 000 (36 × 10^6 : 10^4 = 3 600). Le schéma suivant permet de réaliser cet intégrateur **(fig. 4)**. Les étages diviseurs par 10 peuvent être des compteurs de la série 74LS90. On pourrait faire une remise à zéro automatique en mettant une base de temps à la place du bouton poussoir RAZ.

Un filtre actif permettrait de réduire le bruit à l'entrée **(fig. 5)**.

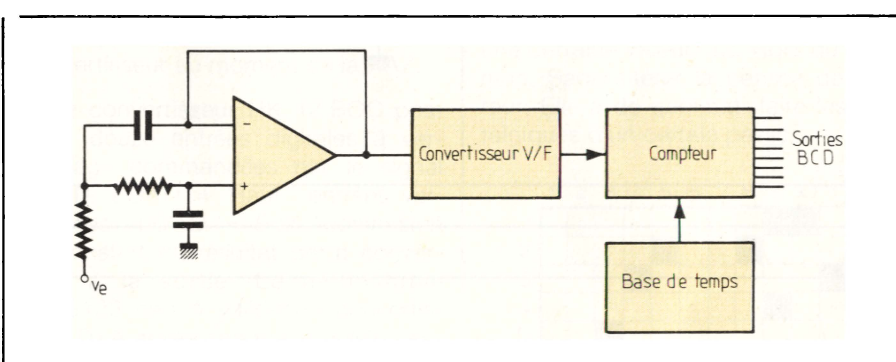


Fig. 5.

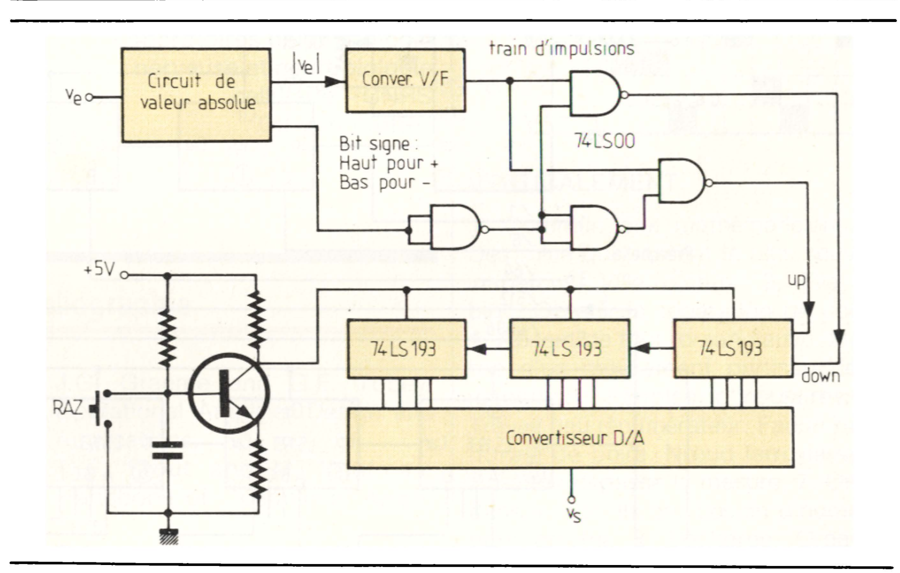


Fig. 6.

Intégrateur digital à double polarité

Lorsque la tension d'entrée peut prendre des valeurs négatives, il faut faire précéder le convertisseur V/F d'un circuit de valeur absolue. Ce circuit permet d'attaquer le convertisseur V/F par la valeur absolue de la tension d'entrée, c'est-à-dire une tension toujours positive. Il fournit aussi un « bit de signe » (Haut : pour v_e positive ; Bas : v_e négative) pour commander un réseau de portes 74LS00. Ce réseau dirige les impulsions issues du convertisseur V/F vers l'entrée comptage (« Up ») du compteur-décompteur 74LS193 si v_e est positive, et vers l'entrée décomptage (« Down ») de ce compteur si v_e est négative. Dans ce schéma **(fig. 6)**, le compteur-décompteur comporte trois circuits 74LS193. Il suffit de relier les sorties binaires de ce compteur à l'entrée d'un convertisseur D/A de 12 bits pouvant fournir des tensions analogiques de deux polarités pour pouvoir enregistrer les courbes sur une table traçante analogique.

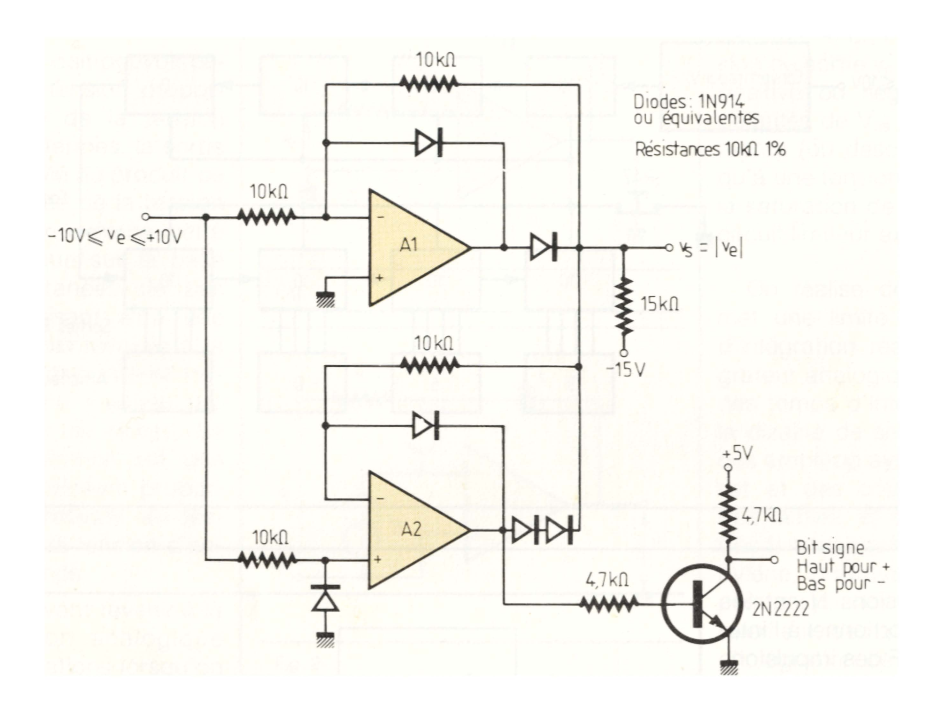

10kΩ
Diodes: 1N914
ou équivalentes
Résistances 10kΩ 1%
10kΩ
-10V ≤ Ve ≤ +10V
A1
Vs = |Ve|
15kΩ
10kΩ
-15V
+5V
4,7kΩ
A2
10kΩ
Bit signe
Haut pour +
Bas pour -
4,7kΩ
2N2222

Fig. 7.

Fig. 8.

Un circuit de valeur absolue est représenté à la **figure 7**. Dans ce circuit, l'ampli-op A_2 agit comme une diode idéale pour reproduire fidèlement la tension positive à l'entrée, et aussi pour fournir le bit de signe.

L'ampli-op A_1 inverse simplement les tensions d'entrée négatives. D'autres circuits de valeur absolue sont cités en références ci-après.

L'intégrateur digital peut fonctionner suivant deux modes :

– il peut être utilisé pour montrer l'intégrale d'une fonction pendant un temps fixe ;

– il peut aussi être remis à zéro (RAZ) seulement lorsque le compteur est plein ; dans ce cas, l'intervalle entre deux RAZ représente la sortie.

Avantages des intégrateurs digitaux

Ils sont les suivants :

– On peut facilement bloquer le comptage pour arrêter l'intégration, et se mettre sur la position « ATTENTE » ; la valeur intégrée sera gardée indéfiniment sans dérive.

– On peut précharger facilement le compteur digital à une valeur quelconque pour ajouter une constante d'intégration initiale.

– Il n'y a pas de problème d'absorption diélectrique comme dans le cas des intégrateurs analogiques.

Pour des périodes d'intégration courtes, la base de temps peut être constituée d'un multivibrateur astable. Les compteurs associés à une horloge peuvent donner des périodes d'intégration durant des heures, et même des jours.

Réalisation

Nous présentons dans cette étude un intégrateur digital réalisé pour les besoins d'un laboratoire (**fig. 8**).

C'est un intégrateur de simple polarité. La tension d'entrée peut varier de 0 à + 10 V. Le convertisseur V/F utilisé est de type 4725 de *Teledyne Philbrick ;* sa fréquence maximale est de 10 kHz pour + 10 V à l'entrée. La sortie du convertisseur V/F est dirigée vers trois compteurs binaires 74LS193 (compteurs 1, 2, 3) servant à diviser la fréquence (pré-échelle). Un commutateur à cinq positions sélectionne la pré-échelle (division par 1, 8, 64, 512, 4096). On pourrait graduer ce commutateur en temps d'intégration maximum. En effet, plus on divise les impulsions et plus on retarde le remplissage du compteur principal (compteurs 4, 5, 6). La sortie de ce dernier est reliée à l'entrée d'un convertisseur D/A de 12 bits de résolution. Nous avons pris un convertisseur HK 12 BGC de *Datel*. Ce convertisseur est câblé pour fournir une tension maximum + 5 V à la sortie lorsque le compteur sera plein.

La remise à zéro est effectuée par un bouton poussoir fournissant une impulsion positive sur les entrées « CLEAR » de tous les compteurs. Cette impulsion est inversée pour être appliquée à l'entrée « LOAD » du convertisseur D/A, par l'intermédiaire d'une porte NAND, pour valider ce convertisseur au moment de la RAZ.

Le convertisseur HK 12 BGC possède douze entrées digitales à verrouillage commandées par le signal LOAD. LOAD = Haut : entrées verrouillées ; LOAD = Bas : conversion et transfert du résultat de la conversion à la sortie. Le monostable 74LS123 sert à valider le convertisseur D/A après chaque impulsion entrée au compteur.

C-Nha Truong
Docteur Ingénieur
Laboratoires de physiologie nerveuse et neurobiologie cellulaire – CNRS
Gif-sur-Yvette

Bibliographie

[1] J.G. Graeme and G.E. Tobey. Operational Amplifier Design and Applications.

[2] D.F. Stout and M. Kaufman. Handbook of Operational Amplifiers.

[3] *Teledyne Philbrick*. AN-6 Magnitude-Plus-Sign ADC using V/F converter.

[4] *Teledyne Philbrick*. AN-9 V-F's long term integrators.

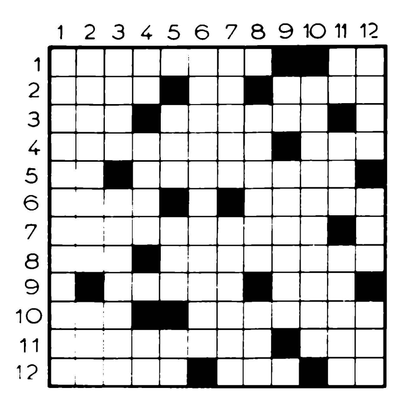
[5] S. Rubin. Simple circuit yields absolute value. *Electronic Design*, Nov. 25, 1982 p. 184.

[6] R.-M. Kanemoto. Absolute value circuit needs only one op amp. *Electronic Design*, June 9, 1982 p. 204.

LES MOTS CROISES D'*ELECTRONIQUE APPLICATIONS*

HORIZONTALEMENT

1. Passa une grande partie de sa vie au poste. Demande émanant de la fosse. **2.** Sa prise immobilise. Constante... inconstante. Sa chute fait grand bruit. **3.** Le royaume des felouques. Passer par la filière. **4.** Bosse en physique. Unité de pression. **5.** Elément d'une portée. Concourt à rendre les pâtres riches. **6.** Il en est question. Leurre des braves. **7.** Cela suffit. **8.** Roi de Juda. Fais la queue. **9.** Affecte d'avantage le fantassin que l'artilleur. Sans surprise. **10.** Embrasé en premier. Ils ne sont pas tous naturels. **11.** Procéder à une certaine stérilisation. Il n'y a qu'en Auvergne qu'il conserve une certaine valeur. **12.** Hors du commun. Sans altérer la pensée de l'auteur. Elle a de quoi satisfaire les nostalgiques d'un certain passé.



VERTICALEMENT

1. Commun aux mathématiciens. **2.** Des rôles qui passent le plus souvent inaperçus. Ville d'eaux. **3.** Elle fait bloc. Obtenir la séparation de corps. **4.** Absent de tout roman-fleuve. Membre d'un mouvement partisan de la révolution. Peuplée d'insulaires. **5.** Travail peu rémunérateur. Façon paradoxale de boire. Nœud ferroviaire. **6.** Voilà qui dépasse la mesure. **7.** On l'a dans le dos. Ils ont besoin d'humidité pour croître. **8.** Décharge. Organisé selon une sélection. **9.** Embryon d'œuf. A ranger parmi les huîtres. **10.** Elles sont vraiment les seules à prôner depuis longtemps la libération des sexes. **11.** Enregistré à l'œil. Il est toujours entre deux communes. Un intermédiaire dans le rapprochement des parties. **12.** Vallée des Pyrénées. Origine d'une célèbre réponse. Vous pouvez vous reposer dessus.

Solution page 58



Composants C-MOS pour alimentations

Foin des kilowatts, des mégawatts et des centrales nucléaires ! Les circuits dont il va être question dans cet article sont destinés principalement aux équipements portables, ou bien secourus par batteries (RAM C-MOS, par exemple), dans lesquels la taille, le poids, et surtout la consommation sont des problèmes à résoudre en priorité. Les régulateurs série classiques (c'est-à-dire en technologie bipolaire) présentent (dans cette application) des inconvénients difficilement surmontables, c'est-à-dire un courant de polarisation élevé (quelques mA) et une différence tension d'entrée-tension de sortie de l'ordre de 2 V minimum, (ce qui augmente d'autant la puissance dissipée) ; enfin, une tension d'entrée minimale en dessous de laquelle leur fonctionnement est imprévisible. Les circuits C-MOS dont nous allons parler permettent de s'affranchir de ces inconvénients.

Deux circuits originaux

Les ICL 7663 et ICL 7664 d'*Intersil* sont des régulateurs ajustables de technologie C-MOS, à sortie positive ou négative, et destinés principalement aux équipements portables. Dans cette optique, ils présentent des paramètres fort intéressants :

– courant d'alimentation : 10 μA max ;

– étage de sortie MOS : la chute de tension est donc proportionnelle au courant de sortie : 2 fois 25 mA dans le cas de l'ICL 7664 ; 25 mA + 50 mA pour l'ICL 7663, les 50 mA étant obtenus par un transistor NPN ;

– tension minimum d'entrée : 1,6 V (max. : 12 V).

Ces régulateurs possèdent en outre une entrée « inhibition » SHDN (pour « shutdown »), qui permet de les télécommander, et une entrée limitation de courant.

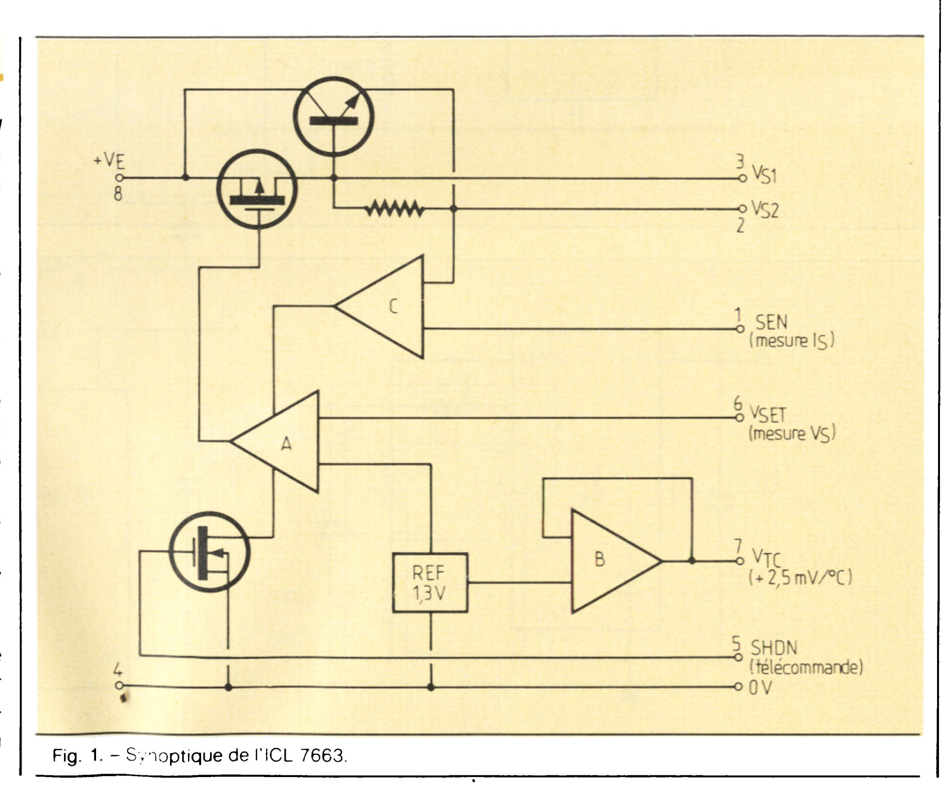


Fig. 1. – Synoptique de l'ICL 7663.

Description et applications

Ces deux circuits C-MOS comprennent tous les éléments classiques d'un régulateur, ainsi que les circuits de protection :
(fig. 1 et 2)

– la référence « band gap » (1,3 V environ) ;

– un amplificateur d'erreur (A) commandant soit deux MOS canal N (ICL 7664), soit un MOS canal P, doublé d'un transistor NPN monté en suiveur (ICL 7663). Cette derière configuration permet un gain plus élevé, ainsi qu'une impédance de sortie plus faible ;

– la logique de contrôle de l'inhibition, commandée par l'intermédiaire d'un MOS : les régulateurs sont pas-

Suite page 50

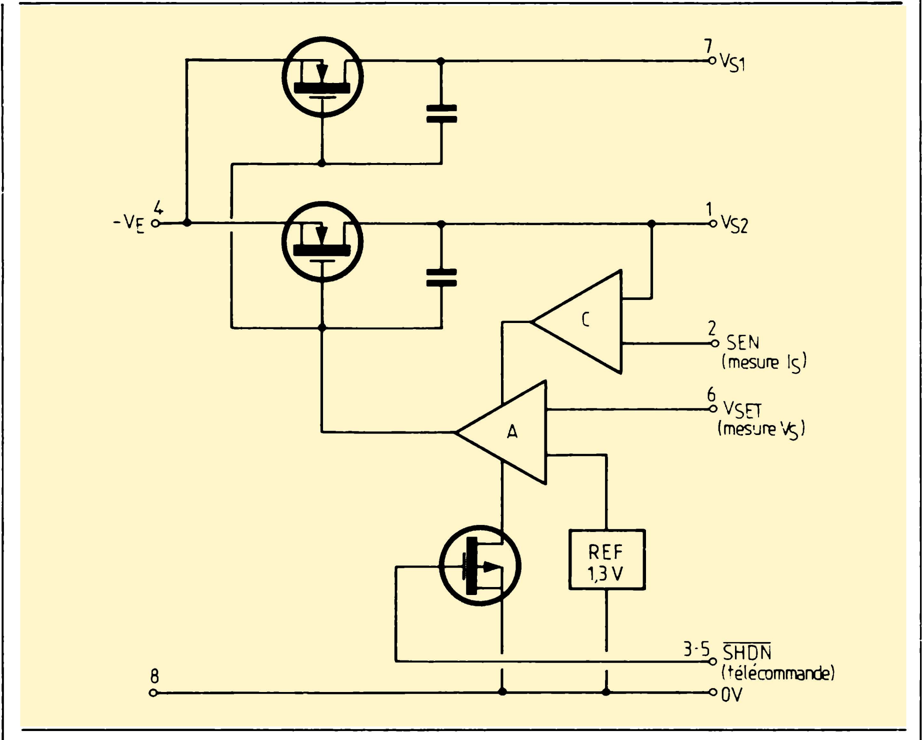


Fig. 2. - Synoptique de l'ICL 7664.

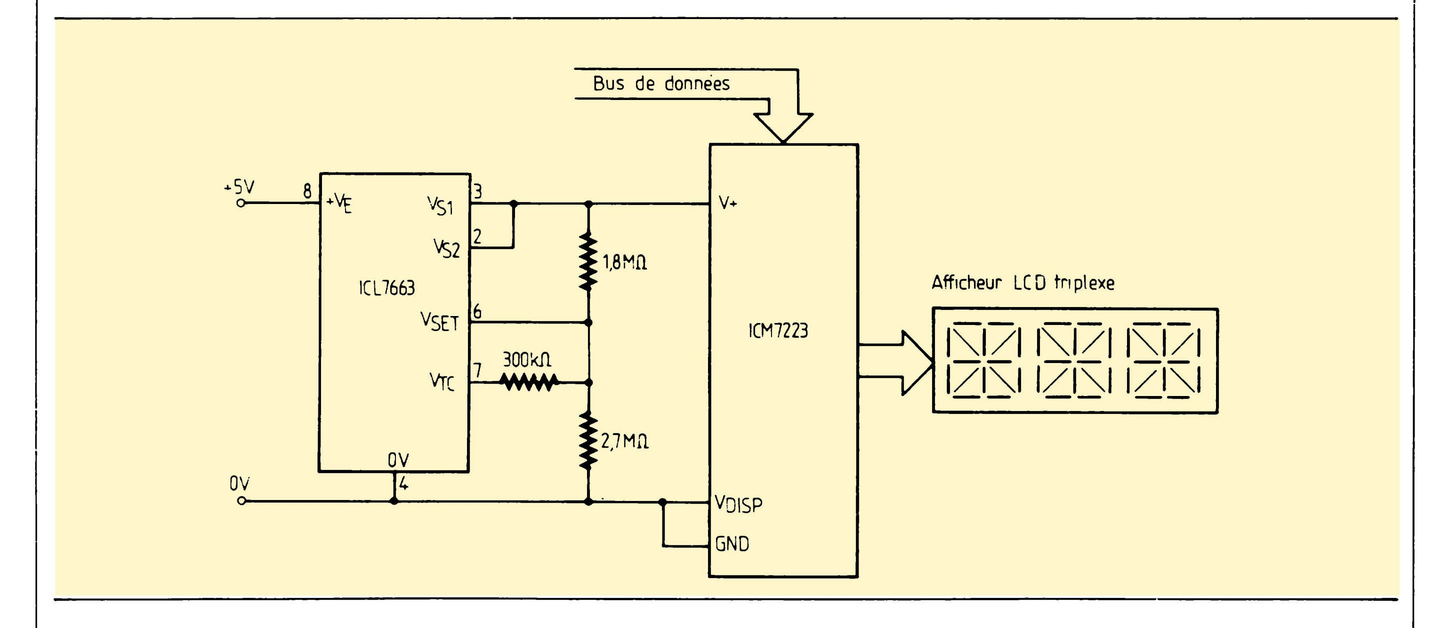


Fig. 3 – Alimentation triplexée

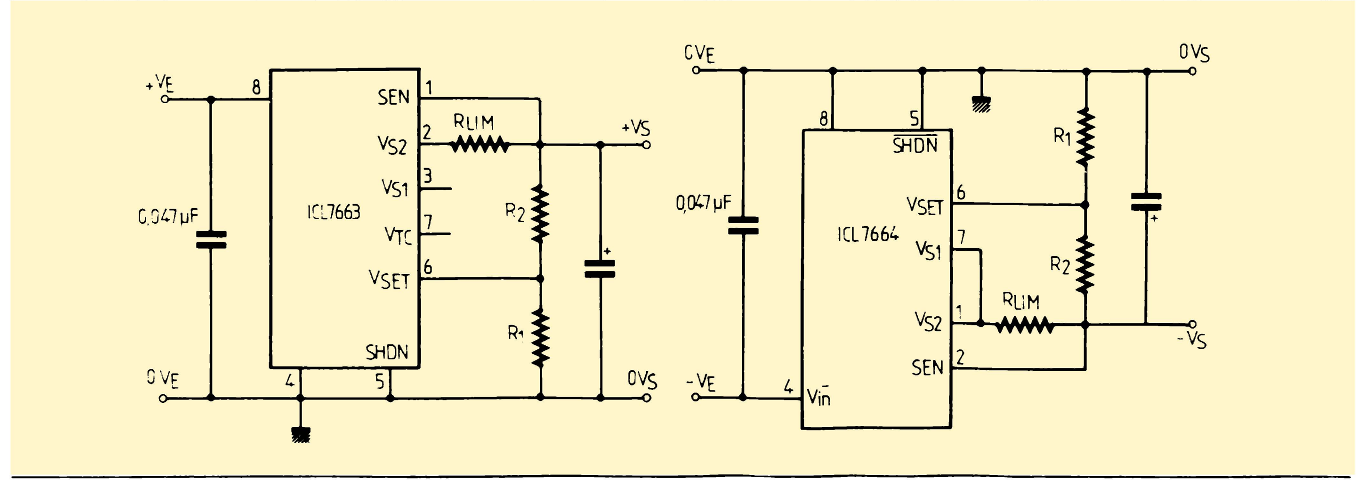


Fig. 4. – Montages de base des ICL 7663 et 7664.

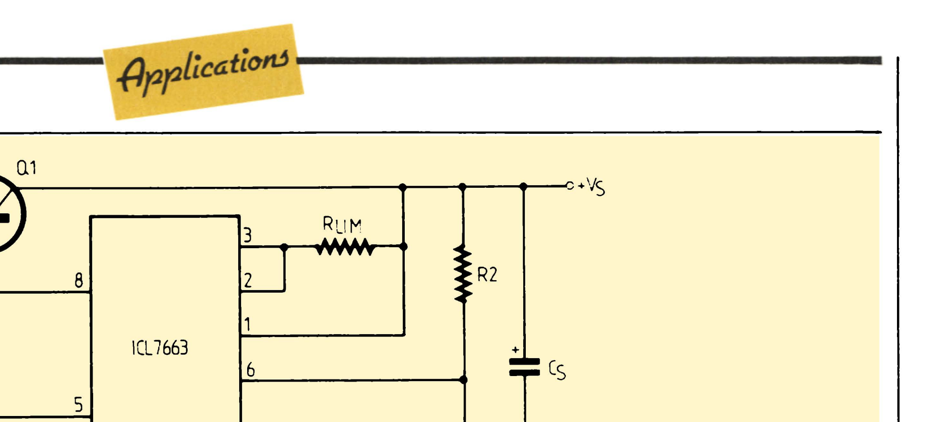


Fig. 5. – Montage avec transistor PNP.

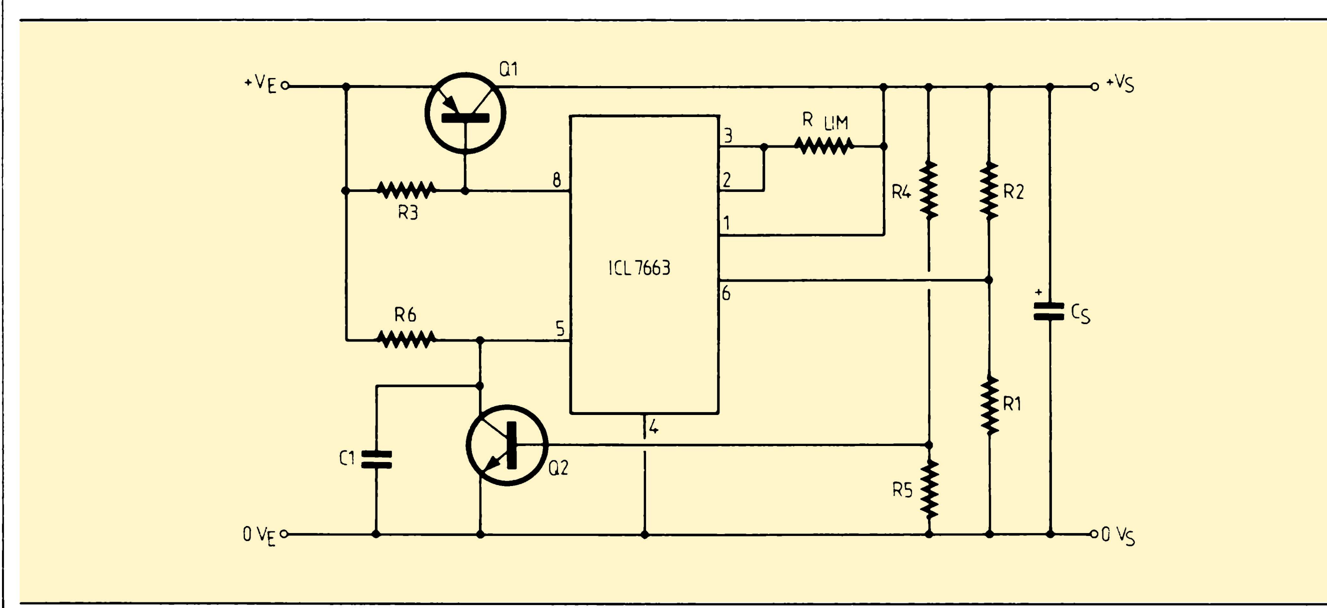


Fig. 6. – Montage avec disjonction en cas de court-circuit.

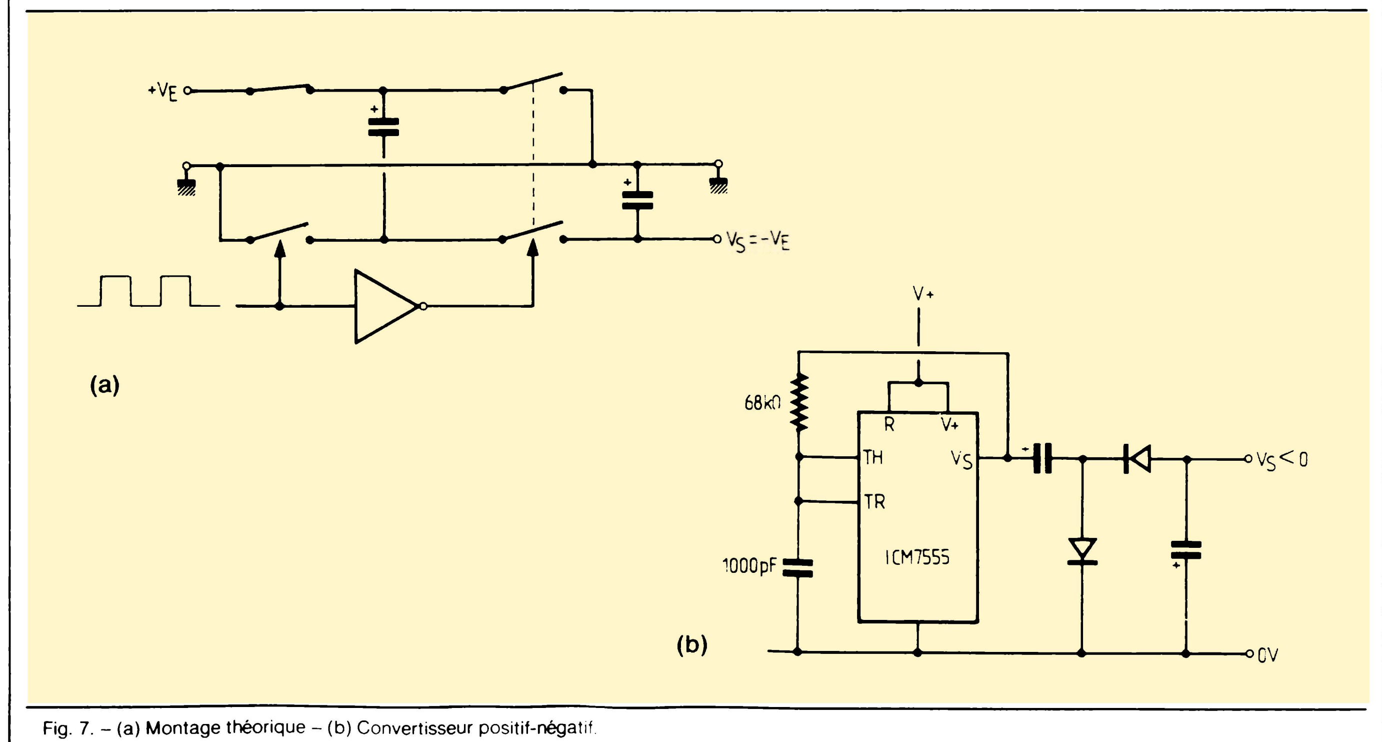


Fig. 7. – (a) Montage théorique – (b) Convertisseur positif-négatif.

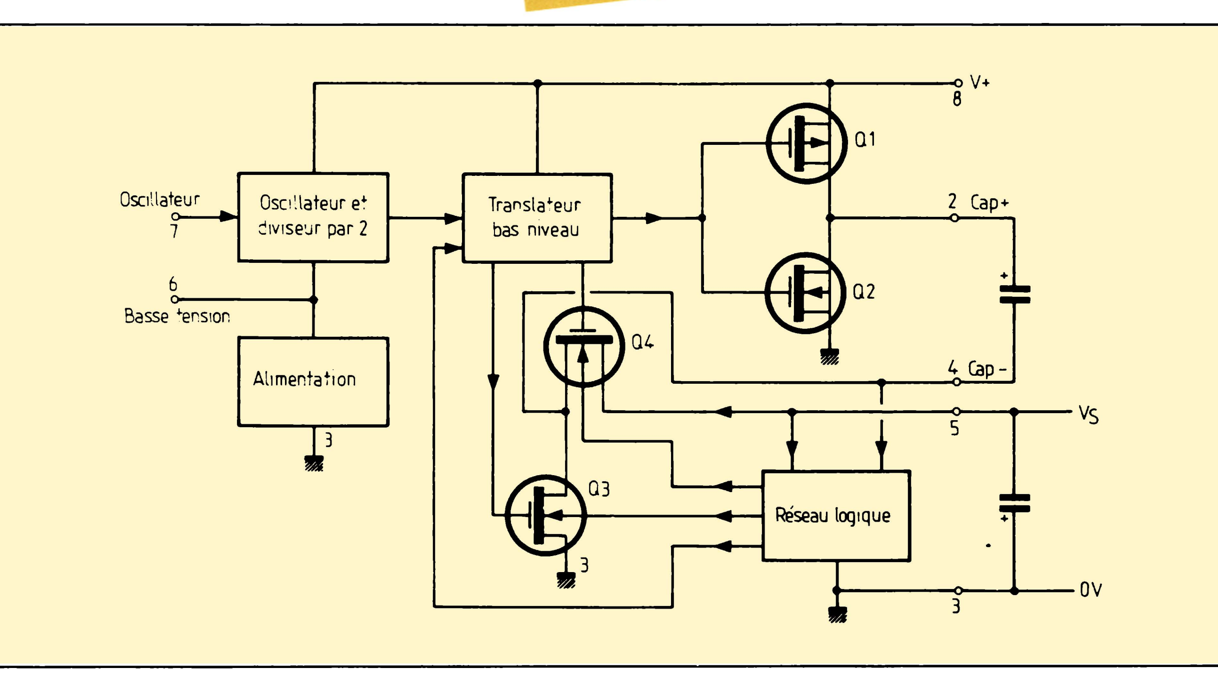


Fig. 8. – Synoptique de l'ICL 7660.

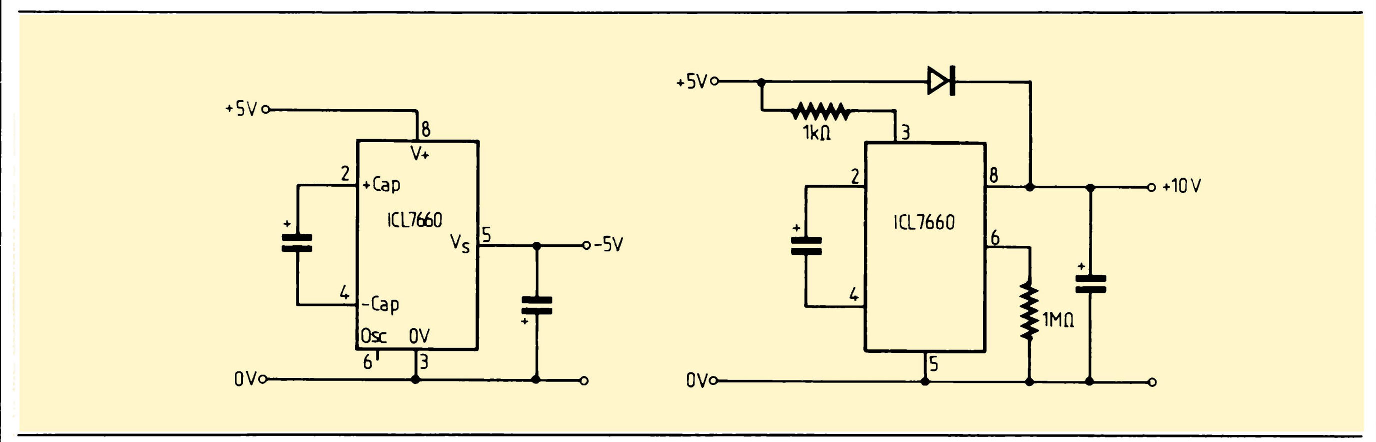


Fig. 9. – Générateur de tension négative (à gauche) et doubleur de tension (à droite).

Suite de la page 48

sants pour SHDN inférieur à | 0,3 V |, et bloqués pour SHDN supérieur à | 1,4 V |. A ce propos, signalons un risque propre à la technologie C-MOS : celui du « latch up », c'est-à-dire de conduction des structures thyristors parasites du circuit. Il importe, en effet, de ne pas appliquer de tension sur une entrée d'un circuit C-MOS si celui-ci n'est pas alimenté, ou bien de limiter le courant à 100 μA par une résistance dans cette entrée ;

– un ampli de mesure du courant de sortie, qui agit à partir de 0,7 V pour l'ICL 7663, et de 0,35 V pour l'ICL 7664 ;

– la sortie V_{TC}, sur l'ICL 7663, est l'image de la référence, mais avec un coefficient de température de + 2,5 mV/°C par rapport au 0 V. Cette sortie permet d'alimenter de façon efficace des afficheurs à cristaux liquides sur une plus grande plage de température (voir **fig. 3**).

La tension de sortie se programme de façon classique **(fig. 4)**, le courant de pont devant être supérieur à... 1 μA ! Afin de limiter les effets d'un temps de montée rapide de la tension d'entrée (risque de « latch up »), on placera un condensateur céramique en entrée. De même, la surtension en sortie (à la mise sous tension) sera évitée par un condensateur en sortie : si I_S est le courant de sortie, et que l'on s'impose un temps de montée à 50 % de V_S de 10 ms, on aura :

$$I_S = C_S \times \frac{\Delta V_S}{\Delta t}$$

soit :

$$C_S = \frac{0{,}01 \times I_S}{0{,}5\ V_S} = 0{,}02 \times \frac{I_S}{V_S}$$

Le courant de sortie maximum étant de 75 mA pour l'ICL 7663 et de 50 mA pour l'ICL 7664, il peut s'avérer nécessaire d'accroître celui-ci. Les **figures 5 et 6** indiquent divers circuits possibles, celui de la **figure 6** possédant une disjonction en court-circuit. Un transistor Q_2 bloque l'ICL 7663 dès que la tension de sortie descend en dessous du seuil déterminé par R_4/R_5. Le réseau R_6/C_1 permet au circuit de démarrer, en imposant un niveau « 0 » à la mise sous tension pendant 1 ms environ. Pour que le circuit redémarre (après disjonction), il est nécessaire de couper, puis de rétablir V_{IN}.

Un autre circuit C-MOS plein d'intérêt est le convertisseur de tension ICL 7660 *Intersil*. Celui-ci n'est autre qu'une version monolithique du doubleur de tension classique (voir **fig. 7**). Seuls deux condensateurs et une diode (au-dessus de 6,5 V) sont nécessaires à son fonctionnement. L'ICL 7660 intègre en effet un oscillateur RC interne, un régulateur série, un transla-

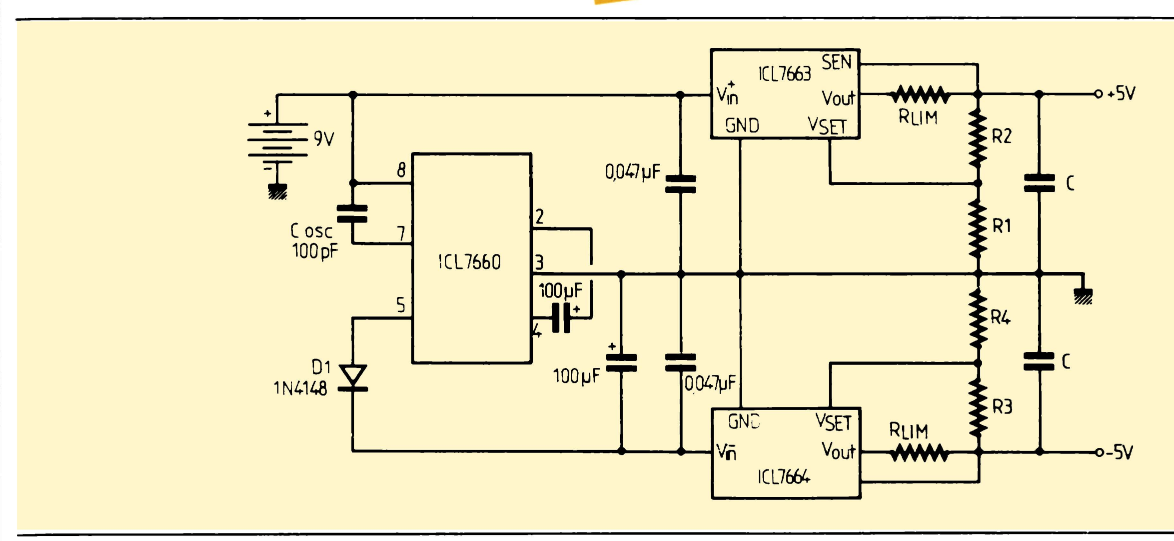


Fig. 10. – Alimentation régulée + 5 V et – 5V en partant d'une pile 9 V.

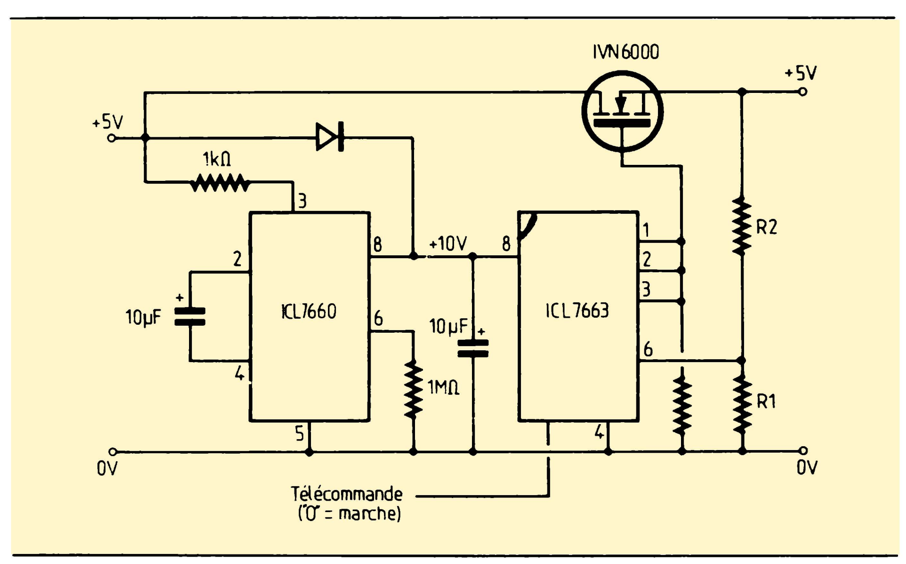


Fig. 11. – Alimentation à faible chute de tension.

teur de niveau, et un réseau logique qui assure une polarisation correcte des substrats des transistors de sortie **(fig. 8)**. Le courant absorbé est d'environ 150 µA en typique, la résistance de source étant d'environ 100 Ω. La tension maximum d'entrée est de 10,5 V, ce qui est suffisant pour générer une tension de – 5 V !

Les applications de ce convertisseur sont très variées **(fig. 9)** : conversion positif/négatif, doublage de tension, possibilité de mise en parallèle, de synchronisation.

La **figure 10** représente une utilisation simultanée des circuits décrits, permettant de générer deux tensions + et – 5 V à partir d'une pile 9 V. Le montage de la **figure 11** permet d'obtenir une alimentation + 5 V régulée télécommandable, avec un très faible seuil entrée-sortie, pour un débit supérieur à 1 A. L'élément de puissance est un transistor MOS canal N. Pour conduire, il a donc besoin d'une tension de commande V_{DG} supérieure à la tension de sortie. Ceci est réalisé à l'aide d'un ICL 7660 monté en doubleur de tension. Les résistances R_1 et R_2 permettent un démarrage sans problème de l'oscillateur interne. Le courant absorbé par ce montage au repos est minime (moins de 200 µA), la différence de tension entrée-sortie étant égale au produit du courant de sortie par la résistance du MOS à l'état passant.

J.-C. Ailloud



Conception et réalisation d'une mémoire d'image

Il existe actuellement des technologies – notamment les dispositifs à couplage de charges ou CCD – qui permettent de réaliser des mémoires d'image performantes.

Il y a cependant un revers à la médaille : le coût élevé de ces composants, qui fait que leur emploi n'est pas toujours compatible avec le budget dont dispose le chercheur.

Heureusement, d'autres solutions plus économiques sont maintenant possibles avec un nombre limité de boîtiers LSI ; solutions développées au cours de cet article.

Principes de base

Pour être traitée par un imageur, une image doit être décomposée en éléments de base (« picture element » ou « pixel ») auxquels on associe un nombre représentant le niveau de gris ou la couleur. Le nombre de bits utilisés pour cette représentation déterminera le nombre de niveaux de gris ou de couleurs possibles. L'utilisation de 6 bits permet, par exemple, de différencier 64 niveaux de gris.

L'imageur a besoin, pour stocker l'image à traiter, d'une mémoire relativement importante. En effet, les barrettes C.C.D. actuelles permettent couramment d'obtenir des images de 1 000 par 1 000 points (ou de 2 048 par 2 048 points avec les dernières barrettes commercialisées), ce qui nécessite l'utilisation d'une mémoire ayant une capacité de l'ordre de un méga-octet si l'on veut 256 niveaux de gris.

La plupart des mémoires de cette taille commercialisées sont relativement chères et mal adaptées aux problèmes de l'imagerie. En effet, le traitement de l'image est rendu plus aisé et rapide si l'on peut accéder de façon aléatoire à n'importe quel pixel de l'image.

L'imageur que nous réalisons est développé autour d'un microprocesseur 16 bits (68000 de *Motorola*), qui permet d'adresser directement 16 méga-octets. On peut donc affecter un emplacement mémoire à chacun des pixels. Le nombre de bits utilisés pour caractériser les niveaux de gris ou de couleurs des images étant variable, et étant donné la taille nécessairement importante de la mémoire, il est plus économique de l'organiser en mots ayant le nombre de bits voulu.

Dès le départ de l'étude, nous avons souhaité avoir plusieurs combinaisons possibles, dont une dans le cas où le système traite des images de 1 mégapixel sur 32 niveaux de gris, la mémoire étant organisée en mots de 5 bits et ayant une taille de 1 mégamot.

Remarques

– La plupart des mémoires proposées par les fabricants sont organisées à partir d'octets, donc, dans notre cas, 3 bits ne seraient pas utilisés. Une mémoire dont on peut faire varier la longueur du mot permet une utilisation optimale dans l'application présente.

– Les mémoires commercialisées possèdent un système de détection et de correction automatique d'erreurs ; or, pour une image de 1 mégapixel, la perte de quelques pixels n'est en général pas préjudiciable à son traitement.

La réalisation d'une mémoire d'image adaptée au système d'imagerie développé s'est donc imposée. Ses caractéristiques tiennent compte des remarques précédentes.

Caractéristiques générales

Cette mémoire a une capacité maximale de 1 mégamot et peut être organisée par multiples de 256 K-mots. La longueur des mots peut varier de 1 à 16 bits. Ceci permet d'optimiser la taille et l'organisation de la mémoire en fonction des applications prévues pour le système imageur. Elle

se présente sous la forme d'un ensemble de cartes au format simple Europe (100 × 160 mm) possédant un connecteur de 64 ou 96 broches suivant les cartes.

Deux groupes de quatre cartes sont réalisés en circuit imprimé double face avec trous métallisés. Chaque carte peut supporter jusqu'à 32 circuits de 64 K × 1 bit de DRAM, ce qui représente une capacité maximale par carte de 256 K-octets répartis en plans de 256 K × 1 bit. Le schéma synoptique de la carte est donné par la **figure 1**. Comme nous utilisons un microprocesseur 68000 (16 bits de données), nous avons un plan pour les données hautes (poids forts) et un pour les données basses (poids faibles).

Les lignes utilisées pour dialoguer avec le bus du système imageur sont celles des signaux du 68000 :

– 23 lignes d'adresses, A1 à A23 et bus de données D0 à D15 (16 bits),

– 6 lignes de contrôle CK (16 MHz) $\overline{\mathrm{AS}}$, $\overline{\mathrm{VDS}}$, $\overline{\mathrm{LDS}}$, $\overline{\mathrm{R/W}}$, $\overline{\mathrm{DTACK}}$. Une carte contrôleur fournit les signaux de rafraîchissement ainsi que le contrôle des accès et le multiplexage des lignes d'adresses vers ces cartes. Cette carte contrôleur est réalisée à partir de quatre contrôleurs DP 8409 de *National Semiconductor*. Ce système mémoire autorise soit l'accès normal par un bus de type VME, soit l'accès multiple : il permet l'écriture ou la lecture simultanée de quatre mots mémoires, offrant ainsi la possibilité de mémoriser une caméra vidéo ou de servir de mémoire de rafraîchissement d'écran.

Caractéristiques des principaux composants utilisés

Les mémoires 64 K

Les mémoires utilisées dans notre système sont des DRAM de 64 K comportant 65 536 mots de 1 bit. Elles sont constituées de cellules organisées en une matrice de 128 lignes par 512 colonnes. Un cycle de rafraîchissement est opéré par la sélection d'une rangée suivie d'une lecture fictive. Les informations contenues dans les 512 cellules de la rangée sont ainsi régénérées en même temps. Une cellule devant être rafraîchie toutes les deux millisecondes, il faudra effectuer 128 cycles de rafraîchissement toutes les deux millisecondes, ce qui donne en moyenne un cycle toutes les 15,6 microsecondes.

La description succincte des procédures d'accès est la suivante.

Durant l'accès à une DRAM, on présente l'adresse d'une ligne. Lorsque le signal d'échantillonnage d'adresse de ligne $\overline{\mathrm{RAS}}$ descend, cette adresse ligne est décodée, puis sélectionne une ligne. L'adresse des rangées est remplacée par l'adresse des colonnes. Un signal d'échantillonnage d'adresse de colonne $\overline{\mathrm{CAS}}$ est appliqué. L'adresse de colonne est décodée de façon à envoyer la donnée sur le bus de sortie lors d'un cycle de lecture.

Pour un cycle d'écriture, on applique le signal de validation d'écriture $\overline{\mathrm{WE}}$ mis à l'état bas avant que le signal $\overline{\mathrm{CAS}}$ ne descende. Le front descendant du signal $\overline{\mathrm{CAS}}$ provoque alors le chargement de la cellule avec la valeur de la donnée en entrée.

On peut simplifier la sélection des différents blocs mémoires en utilisant différents $\overline{\mathrm{RAS}}$. Les signaux $\overline{\mathrm{CAS}}$ et $\overline{\mathrm{WE}}$ peuvent être communs aux différents blocs, ainsi que les lignes d'adresse multiplexées. Par exemple, dans une structure de quatre blocs de 64 K-mots, un seul des quatre $\overline{\mathrm{RAS}}$ descend lors d'un accès, permettant l'activation des RAM du bloc ainsi sélectionné, mais n'activant pas les trois autres blocs de mémoire, ces derniers restant dans le mode de maintien ; le bus de donnée commun aux quatre blocs ne peut accéder qu'au bloc sélectionné soit en lecture soit en écriture.

Contrôleur de RAM intégré DP 8409

Nous avons vu que la mise en œuvre des DRAM était sensiblement plus complexe que celle des RAM statiques. Les tâches à assumer pour une utilisation correcte de ces composants sont les suivantes :

– multiplexage des lignes d'adresse vers les entrées adresses des composants,

– génération des signaux $\overline{\mathrm{RAS}}$ et $\overline{\mathrm{CAS}}$ d'échantillonnage des adresses,

– génération des adresses de rafraîchissement,

– logique de contrôle et d'arbitrage des rafraîchissements.

On trouve actuellement des composants intégrés assurant ces fonctions. Les principaux sont le 8202 *Intel*, le 2964 d'*AMD*, le DP 8409 de *NS*.

Pour le composant 8202, l'horloge est indépendante du signal de demande d'accès causant des délais excessifs dans l'apparition des signaux de sortie. Cela est dû à la synchronisation. Ceci conduit à des temps d'accès longs nécessitant l'insertion de cycles « Wait » dans le fonctionnement de la plupart des microprocesseurs 16 bits rapides, tels que le 68000 que nous utilisons.

Le contrôleur 2964 se compose d'un multiplexeur d'adresses contenant un compteur de rafraîchissement et une logique permettant la sélection jusqu'à quatre blocs de mémoires. Comme ce composant ne peut contrôler qu'un nombre limité de DRAM, *AMD* propose le circuit 2966 pour amplifier ses sorties. Le temps de propagation des signaux de commande devient ainsi de plus en plus long, augmentant les temps d'accès. De plus, de nombreux composants externes sont nécessaires pour fixer les délais et initialiser les différents accès et les rafraîchissements.

De façon plus simple, le DP 8408 et le DP 8409 permettent d'obtenir de meilleurs temps d'accès.

Le DP 8409 a en plus l'avantage d'être prévu pour contrôler les DRAM de 256 K-bits, ce qui a justifié notre choix.

Fonctionnement simplifié du DP 8409

Les sorties d'adresses multiplexées peuvent être sélectionnées de façon à reproduire le contenu des circuits tampons d'entrées des lignes ou des colonnes, ou bien le contenu du compteur de rafraîchissement. Un niveau haut sur l'entrée ADS (« Address Strobe ») autorise l'entrée des adresses de lignes R0 à R8, des adresses de colonnes C0 à C8, et les entrées de sélection de blocs B0 et B1. Le signal ADS verrouille ces signaux sur son front descendant. Dans un accès normal, B0 et B1 sont décodés pour déterminer quel est le bloc sélectionné. Par la validation de l'une de ses quatre sorties $\overline{\mathrm{RAS}}$ (lorsque $\overline{\mathrm{RASIN}}$ descend), l'adresse de ligne est disponible dans les RAM sélectionnés. La logique de contrôle remplace alors les adresses de lignes par

Fig. 1

les adresses de colonnes, et détermine la descente du signal CAS en fonction du mode choisi sur les broches M_0, M_1 et M_2. Le contenu des adresses des colonnes est alors échantillonné dans les RAM sélectionnés.



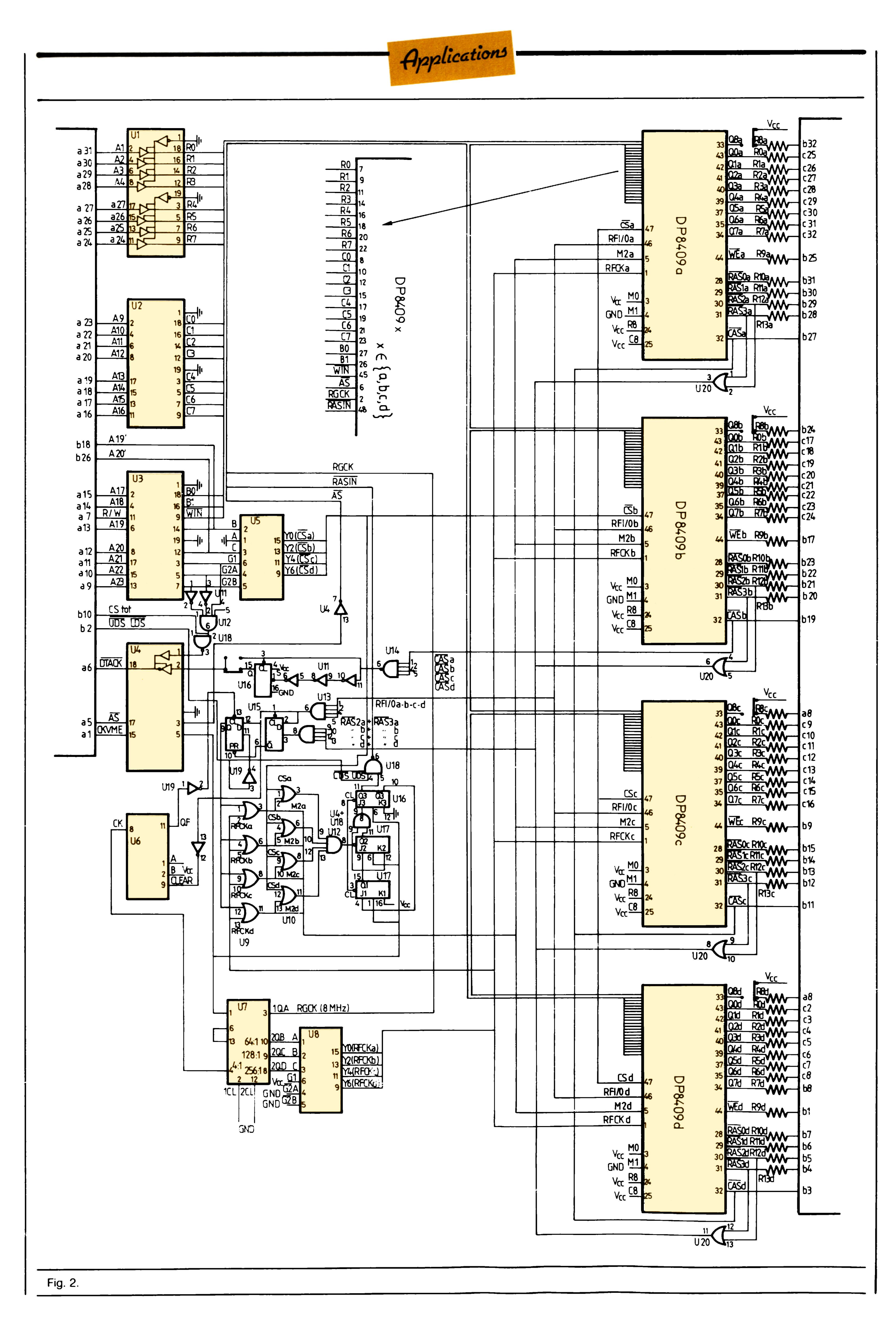

DP8409a
DP8409b
DP8409c
DP8409d
DP8409 x
x ∈ {a,b,c,d}
U1
U2
U3
U4
U5
U6
U7
U8
U9
U10
U11
U12
U13
U14
U15
U16
U17
U18
U19
U20
RGCK
RASIN
AS
Y0(CSa)
Y2(CSb)
Y4(CSc)
Y6(CSd)
RFI/0a-b-c-d
1QA RGCK (8 MHz)
Y0(RFCKa)
Y2(RFCKb)
Vcc
GND

Fig. 2.

Fig. 3.

Description de la carte contrôleur

Elle supporte quatre contrôleurs DP 8409 **(fig. 2)** qui contrôlent chacun un segment mémoire de 256 K-mots. Les cycles de rafraîchissement se font de façon essentiellement cachée par le fonctionnement en mode 5 des contrôleurs. La probabilité d'occurrence d'un rafraîchissement forcé a été réduite au maximum. De plus, le ralentissement du système dû à ce type de rafraîchissement a été réduit, lui aussi, au minimum, en l'insérant dans un cycle d'accès à la mémoire, et en retardant le signal DTACK vers le 68000. Le décodage n'est pas ajustable. Il est obtenu par un décodeur 74LS138.

Un circuit à décalage U7 **(fig. 3)** a été rajouté pour permettre d'avoir un rafraîchissement forcé (entrée M2 du contrôleur forcée à l'état bas). D'autre part, des résistances de rappel (R_0 à R_{13}) ont été placées pour supprimer des rebondissements dus aux connexions selfiques. Leur valeur est comprise entre 15 Ω et 100 Ω.

Description des cartes mémoires

Les huit cartes mémoires sont absolument identiques. Elles sont réalisées en circuit imprimé double face. L'emplacement des circuits a été étudié de façon à réduire le plus possible la longueur des connexions, donc de diminuer ainsi le plus possible les inductances parasites. Nous avons placé des étages tampons **(fig. 3)** afin de ne pas charger les bus du système (68000).

Caractéristiques de la mémoire

La mémoire se présente comme un ensemble de cartes implantées dans un rack simple-Europe.

Le système minimum pour des capacités mémoires comprises entre 1 méga × 1 bit et 1 méga × 8 bits se compose de :

– la carte contrôleur,

– quatre cartes mémoires supportant une à huit rangées de DRAM, selon la taille mémoire désirée.

Le système maximum pour des capacités mémoires comprises entre 1 méga × 9 bits et 1 méga × 16 bits nécessite l'emploi de :

– la carte contrôleur,

– quatre cartes mémoires ayant chacune 32 DRAM (64 K) correspondant aux huit premiers plans mémoires (partie basse des adresses),

– quatre cartes mémoires supportant une à huit rangées de DRAM selon le nombre de plans voulus (partie haute des adresses). La consommation maximum sera alors de 5 A/5 V.

Possibilités d'évolution de la mémoire

Cette mémoire, de par sa configuration en un ensemble de cartes, permet l'adjonction de fonctions complémentaires, telles : parité, détection et correction d'erreurs, accès par un numériseur, logique de contrôle d'écran, etc. On peut, avec quatre contrôleurs, porter la taille maximum à 2 méga-pixels. Dans sa forme définitive, la logique de commande de la carte de contrôleur est intégrée dans deux circuits PAL.

J.L. Ripoll, J.P. Petrolli, D. Ferrand, J.F. Renaud
Institut des Sciences de l'Ingénieur, Université des Sciences et Techniques de Montpellier

Bibliographie

[1] Une application des CCD : « un microdensitomètre de laboratoire », *Electronique Applications* n° 25, p. 45.

[2] Documentation *Motorola* sur le 68000.

[3] Documentation *NS* sur le DP 8409.

LES MOTS CROISÉS D'« ELECTRONIQUE APPLICATIONS »

Solution de la page 45

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	D	U	C	R	E	T	E	T	■	■	L	A
2	E	T	A	U	■	I	P	■	O	B	U	S
3	N	I	L	■	E	T	I	R	E	R	■	P
4	O	L	E	C	R	A	N	E	■	A	L	E
5	M	I	■	A	G	N	E	L	A	G	E	■
6	I	T	E	M	■	E	■	A	B	U	S	E
7	N	E	C	E	S	S	A	I	R	E	■	M
8	A	S	A	■	E	Q	U	E	U	T	E	S
9	T	■	R	E	C	U	L	■	T	T	C	■
10	E	S	T	■	■	E	N	T	I	E	R	S
11	U	P	E	R	I	S	E	R	■	S	O	U
12	R	A	R	E	S	■	S	I	C	■	U	R



Technologie et emploi des condensateurs tantale

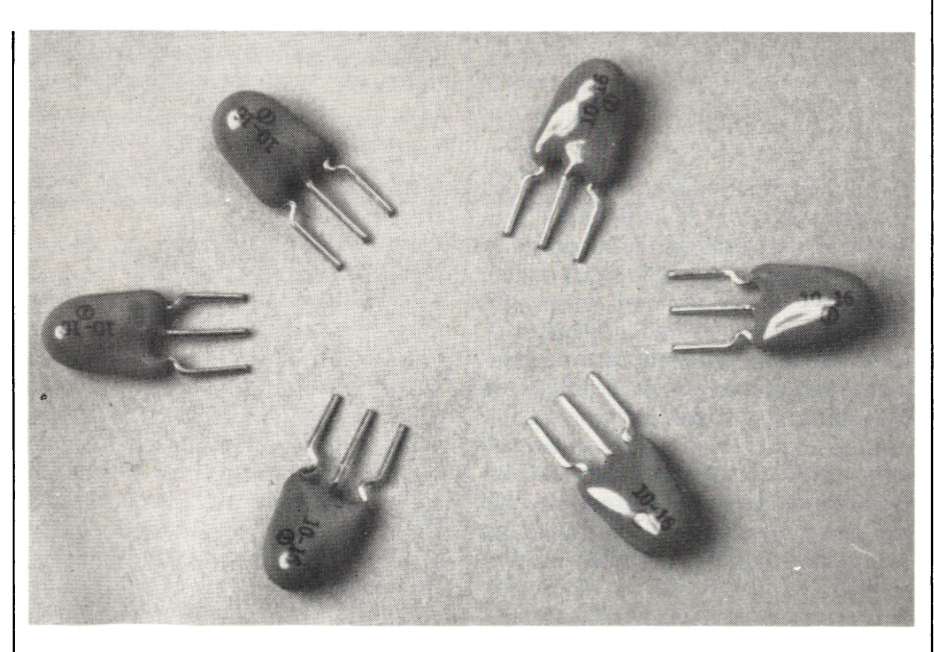
Quels que soient les progrès à venir dans les domaines de l'électronique de pointe, de l'informatique, des systèmes complexes, il est un composant dont on ne pourra pas de sitôt se passer : le condensateur. Notamment sous une de ses formes les plus modernes : le condensateur au tantale, qui conjugue faibles pertes, miniaturisation et capacité élevée.

La présente étude a pour objet de décrire les processus technologiques mis en jeu dans ce type de condensateur, et de donner aux concepteurs quelques idées de base sur les critères d'emploi de ce genre de composant, afin de les aider à en tirer le meilleur parti.

Quelques rappels...

Les condensateurs au tantale sont les condensateurs électrolytiques les plus stables que l'on connaisse. Le tantale pur, un des éléments les plus rares de l'écorce terrestre, est un métal gris argenté. Il fut découvert en 1802 par le chimiste suédois *Anders Gustaf Ekeberg* qui lui donna le nom de tantale d'après le personnage de la mythologie grecque.

Le métal fut appelé « tantale » par *Ekeberg* à cause de la propriété qu'il a de ne pas réagir aux sollicitations extérieures. Il ne se laisse pas altérer par la plupart des acides et résiste de façon exceptionnelle à un grand nombre d'agents chimiques au-dessous de 175° C. A cause de cette grande inertie, le tantale est très recherché en électronique moderne, pour la fabrica-



Présentation habituelle de quelques condensateurs tantale.

tion des équipements aérospatiaux, les implants chirurgicaux, les équipements de traitements chimiques résistants aux acides, etc... Un film mince d'oxyde de tantale est extrêmement stable et possède d'excellentes propriétés diélectriques. En conséquence, le tantale est idéal pour l'utilisation dans les condensateurs électrolytiques. Le condensateur électrolytique au tantale est devenu le type le plus apprécié pour les applications requérant impérativement une haute fiabilité et une longue utilisation.

Le tantale ne se trouve pas naturellement à l'état pur. On le trouve dans un certain nombre d'oxydes minéraux.

Le minerai de tantale se trouve fréquemment combiné au minerai de columbium sous forme de « tantalite », nom donné à ce minerai s'il contient au moins la moitié de tantale. A noter que « columbium » est le nom donné à ce métal-frère dans les alliages d'acier haute température mais il est connu dans l'industrie chimique sous le nom de niobium.

Après extraction, le minerai est soumis à un procédé de traitement complexe et l'oxyde est réduit, à température élevée, à l'état de poudre de tantale. Des techniques métallurgiques spéciales transforment cette poudre en plaques, feuilles et fils pour la fabrication d'équipements aérospatiaux, de pièces pour réacteurs nucléaires et d'éléments de tubes à électrons.

Conception du condensateur tantale

La plupart des métaux forment des oxydes cristallins qui ne sont pas protecteurs (la rouille sur le fer, l'oxyde de cuivre sur le cuivre et ses alliages). Quelques métaux forment des oxydes denses, stables, très adhérents et isolants. Ce sont les métaux appelés métaux redresseurs comme le titane, le zirconium, le niobium, le tantale, l'hafnium et l'aluminium. Seuls quelques-uns d'entre eux permettent un contrôle précis de l'épaisseur d'oxyde par des moyens électrochimiques ; les plus importants sont le tantale et l'aluminium.

Un condensateur électrolytique au tantale consiste en 2 surfaces conductrices, ou plaques, séparées par un matériau isolant. Cet isolant, ou diélectrique, est le pentoxyde de tantale que l'on retrouve dans tous les condensateurs électrolytiques au tantale. (Dans le condensateur feuille, un séparateur en papier poreux est placé entre les feuilles qui forment les plaques mais il ne sert qu'à retenir la solution d'électrolyte et à empêcher les feuilles de se toucher.)

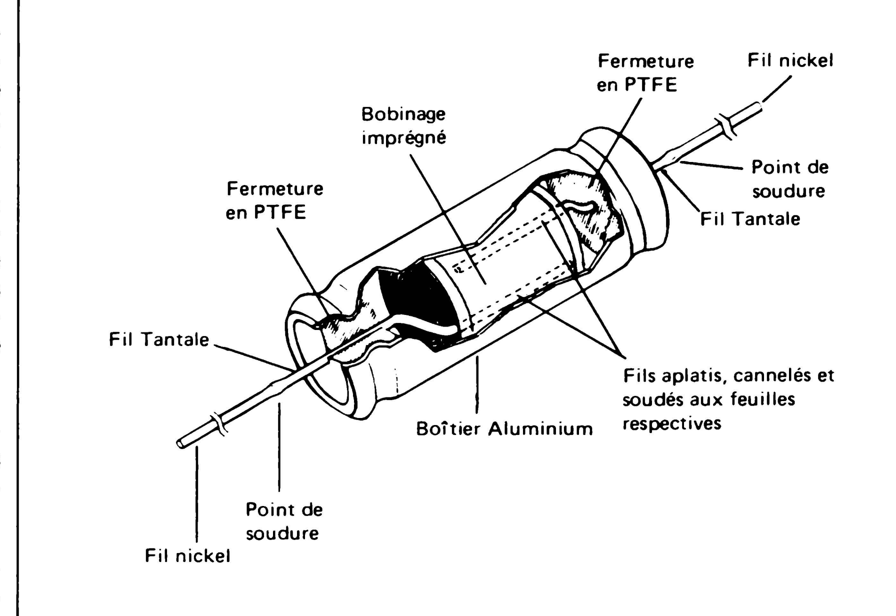


Fig. 1 – Structure d'un condensateur tantale-feuille.

Le pentoyxde de tantale est un composé à haut pouvoir diélectrique et de constante diélectrique élevée. Un film de ce composé est formé sur les électrodes du condensateur au tantale par un procédé électrolytique. Ce film est transparent mais il prend des couleurs variées par réfraction de la lumière dans les couches de pentoxyde de tantale d'épaisseurs différentes qui se forment par suite des différentes tensions aplliquées dans le procédé électrolytique d'anodisation.

Les condensateurs tantale-feuille font approximativement 1/3 de la taille des condensateurs électrolytiques aluminium. Le **tableau 1,** qui donne la valeur de la constante diélectrique de quelques matériaux utilisés, permet d'en déduire la taille très approximative de divers types de condensateurs. A noter que le pentoxyde de tantale a une constante diélectrique de 26, à peu près 3 fois plus élevée que celle de l'oxyde d'aluminium ! Cela, plus le fait que des films extrêmement minces peuvent être déposés par le procédé électrolytique mentionné ci-avant, font que la capacité d'un condensateur au tantale par rapport à son volume est très élevée.

Tableau 1 : comparaison des constantes diélectriques de quelques condensateurs

DIELECTRIQUE	K (CONSTANTE) (DIELECTRIQUE)
Air ou vide	1,0
Papier	2,0 – 6,0
Plastique	2,1 – 6,0
Huile minérale	2,2 – 2,3
Huile siliconée	2,7 – 2,8
Quartz	3,8 – 4,4
Verre	4,8 – 8,0
Porcelaine	5,1 – 5,9
Mica	5,4 – 8,7
Huile Askarel (synthétique, non inflammable)	5,6 – 5,9
Oxyde d'aluminium	8,4
Pentoxyde de tantale	26
Céramique	12 – 400 000

La tension de service d'un condensateur au tantale est déterminée par l'épaisseur du diélectrique de pentoxyde de tantale. La capacité est fonction de la surface et de l'épaisseur de ce diélectrique.

La capacité d'un condensateur est déterminée par la surface des 2 plaques conductrices, la distance entre les plaques et la constante diélectrique du matériau isolant entre les plaques. Dans les condensateurs électrolytiques au tantale, la distance entre les plaques est très faible puisque c'est l'épaisseur du film de pentoxyde de tantale. Comme nous l'avons déjà vu, la constante diélectrique du pentoxyde de tantale est élevée. Ainsi, en utilisant la formule suivante, on constate que la capacité d'un condensateur au tantale est élevée si la surface des plaques est grande :

$$C = \frac{eA}{t}$$

avec :

C = capacité
e = constante diélectrique
A = surface
t = épaisseur

Dans les condensateurs tantale-gélifié à anode poreuse ou tantale-feuille, l'électrolyte peut être une solution d'acide sulfurique ou de chlorure de lithium. L'électrolyte forme la cathode (négative) du condensateur.

Dans les condensateurs au tantale à électrolyte solide, l'électrolyte est un matériau sec, le bioxyde de manganèse. Ce matériau solide conducteur constitue la cathode.

Le fil de sortie anode est formé de 2 parties : un fil de tantale encastré ou soudé dans le corps du condensateur et soudé de l'autre côté à un fil de nickel. Dans les types de condensateurs scellés hermétiquement, le fil de nickel passe par une rondelle de sortie ; à l'extérieur, le fil de nickel, ou nickel étamé, est soudé à cette rondelle. Dans les modèles encapsulés ou enrobés de plastique, le fil de nickel, qui est soudé au fil de tantale, passe à travers la couche externe de résine époxy ou à travers la masse d'époxy qui remplit la coque extérieure plastique. Les **figures 1 à 4** montrent clairement les détails de structure des différents types de condensateurs au tantale les plus fréquemment utilisés.

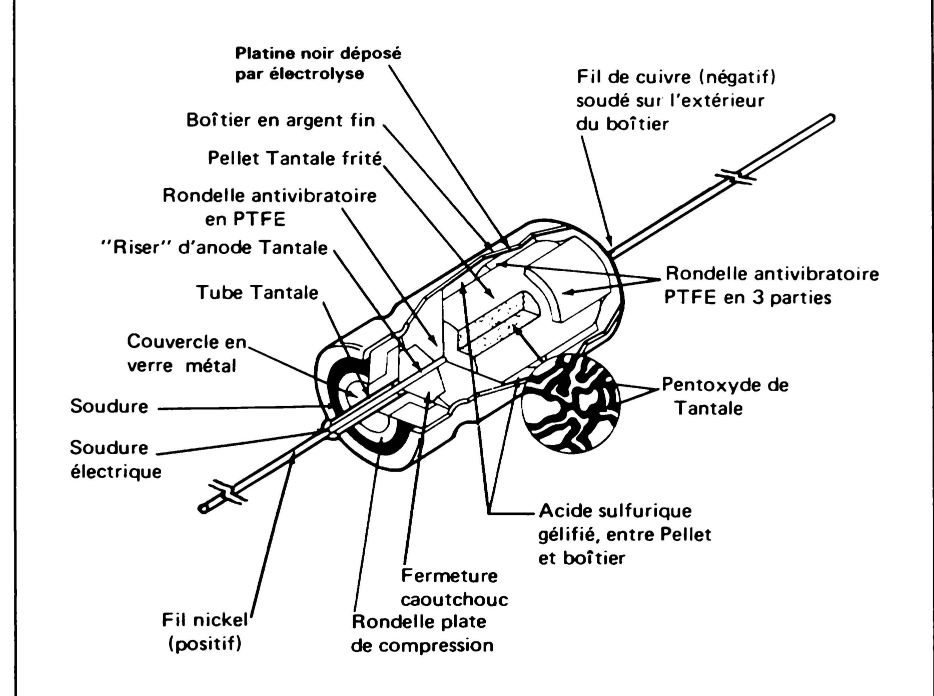


Fig. 2 – Condensateur à anode frittée et scellement hermétique.

Structure d'un condensateur au tantale

● Les condensateurs tantale-feuille **(fig. 1)** sont fabriqués en enroulant en spirale 2 feuilles étroites et minces sur elles-mêmes, séparées par un papier saturé d'électrolyte. La feuille de tantale, qui sera l'anode, est gravée chimiquement pour augmenter sa surface effective afin que la capacité soit plus grande pour un volume donné. Cette opération est suivie d'une anodisation dans une solution chimique sous tension continue, qui formera le film diélectrique de pentoxyde de tantale sur la surface de la feuille.

Les condensateurs tantale-feuille peuvent être fabriqués pour des tensions de service, en courant continu, allant jusqu'à 300 V et plus. Cependant, des 3 types de condensateurs électrolytiques au tantale, le tantale-feuille est celui qui a la plus faible capacité par rapport au volume ; c'est aussi celui que l'on rencontre le moins souvent, car il est mieux adapté aux hautes tensions que l'on trouve principalement dans les types d'équipements anciens et il nécessite plus d'opérations de fabrication que les 2 autres types de condensateurs au tantale. En conséquence, il est plus cher et n'est utilisé que dans les cas où ni un condensateur tantale-solide, ni un condensateur tantale-gélifié ne peuvent être employés.

Les condensateurs tantale-feuille sont généralement conçus pour utilisation dans une gamme de température de –55° C à +125° C. On les trouve principalement dans les équipements d'électronique militaires et industriels.

● Les condensateurs tantale à anode frittée et électrolyte gélifié **(fig. 2)** et les condensateurs tantale à anode frittée et électrolyte solide ont en commun un « pellet » en poudre de tantale frittée auquel est fixé un fil de sortie. Cette anode a une vaste zone superficielle pour sa taille par suite de son mode de fabrication.

De la poudre de tantale d'une finesse appropriée, quelquefois mélangée à des agents liants, est pressée à la machine sous forme de « pellets ». L'étape suivante consiste en une opération de frittage dans laquelle liants, impuretés et agents de contamination sont vaporisés ; les particules de tantale se trouvent agglomérées (soudées) en une masse poreuse présentant une vaste zone superficielle interne. Après le frittage et avant la formation du film diélectrique sur le « pellet », un fil de sortie en tantale est soudé au « pellet ». (Dans certains cas le fil est scellé pendant le pressage du « pellet », avant frittage.)

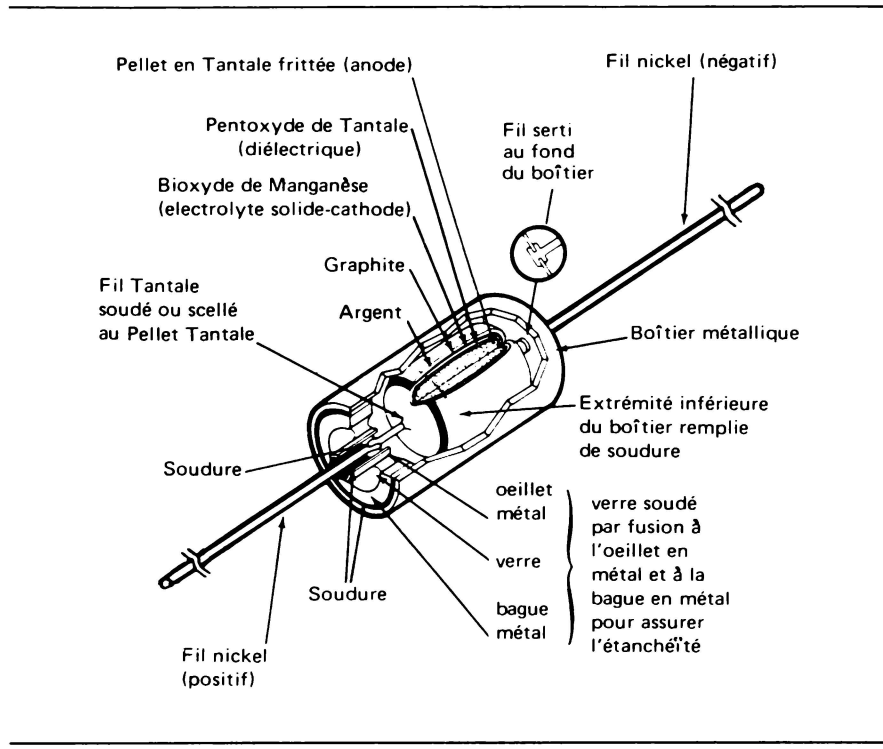


Fig. 3 – Condensateur à électrolyte solide et scellement hermétique.

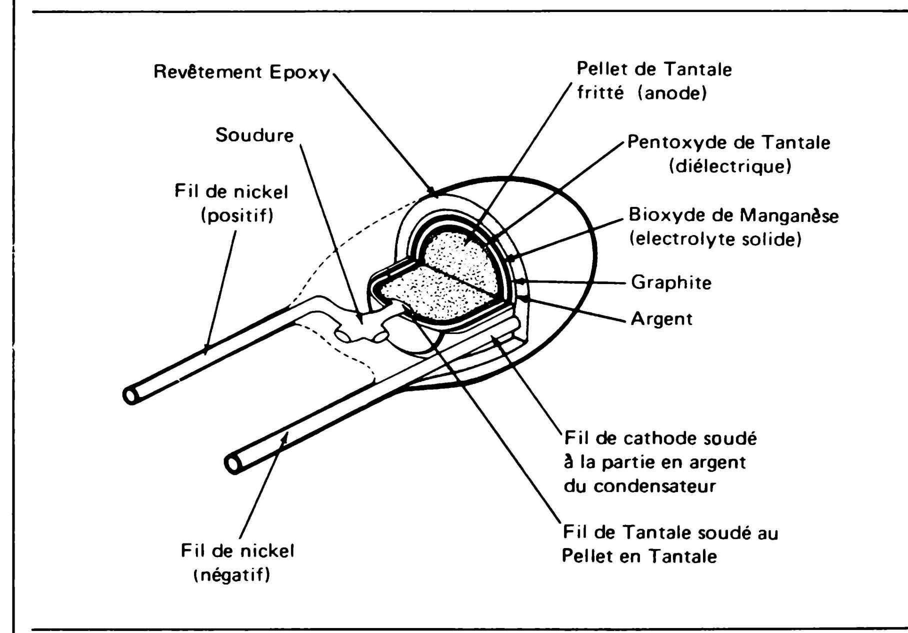


Fig. 4 – Condensateur tantale à électrolyte solide en boîtier époxy.

Un film de pentoxyde de tantale est formé par électrochimie sur toute la surface des particules de tantale fondu. Avec suffisamment de temps et de courant, le film d'oxyde atteindra l'épaisseur déterminée par la tension appliquée. Le « pellet » est ensuite introduit dans un boîtier en tantale ou en argent contenant une solution d'électrolyte. La plupart des électrolytes liquides sont gélifiés pour éviter leur mouvement à l'intérieur du boîtier et les maintenir en contact étroit avec la cathode. Un scellement adéquat des extrémités empêchera toute perte d'électrolyte.

Les condensateurs tantale-gélifié sont fabriqués dans une gamme de valeurs allant jusqu'à 150 VCC.

● Les condensateurs à anode frittée et électrolyte solide **(fig. 3)**, sous leur forme originale à scellement hermétique, différent du type précédent par leur électrolyte. Ici, l'électrolyte est du bioxyde de manganèse qui est formé sur la couche diélectrique de pentoxyde de tantale par imprégnation du « pellet » dans une solution de nitrate de manganèse. Puis, le « pellet » est chauffé dans un four où le nitrate de manganèse est transformé en bioxyde de manganèse.

Le « pellet » est ensuite recouvert d'une couche de graphite puis d'une couche d'argent qui assure une surface soudable entre le « pellet » et le boîtier dans lequel il sera enfermé.

Le « pellet », après fixation du fil et de la rondelle de sortie, est inséré dans le boîtier où il est maintenu en place par soudure. Le couvercle du boîtier est également fixé par soudure.

Après assemblage, les condensateurs sont soumis à des tests et examens pour assurer leur fiabilité et leur longue durée d'utilisation.

Une autre variante du condensateur tantale à électrolyte solide prévoit un enrobage du corps du condensateur dans des résines plastiques telles que les matériaux époxy **(fig. 4).**

Ce modèle présente une excellente fiabilité et une grande stabilité en électronique grand public et commerciale : de plus, son prix est faible.

Certains types de condensateurs « tantale-solide », comme on les appelle communément, utilisent un film ou un manchon plastique comme boîtier ; d'autres utilisent une coque de métal remplie de résine époxy. Et, bien sûr, il existe aussi des petits boîtiers en plastique moulé tubulaires et rectangulaires.

Dans son choix entre les 3 types de base de condensation au tantale, le concepteur de circuits utilise généralement les condensateurs tantale-feuille uniquement dans le cas où des hautes tensions sont requises ou bien lorsque d'importantes tensions inverses sont appliquées au cours du fonctionnement du circuit.

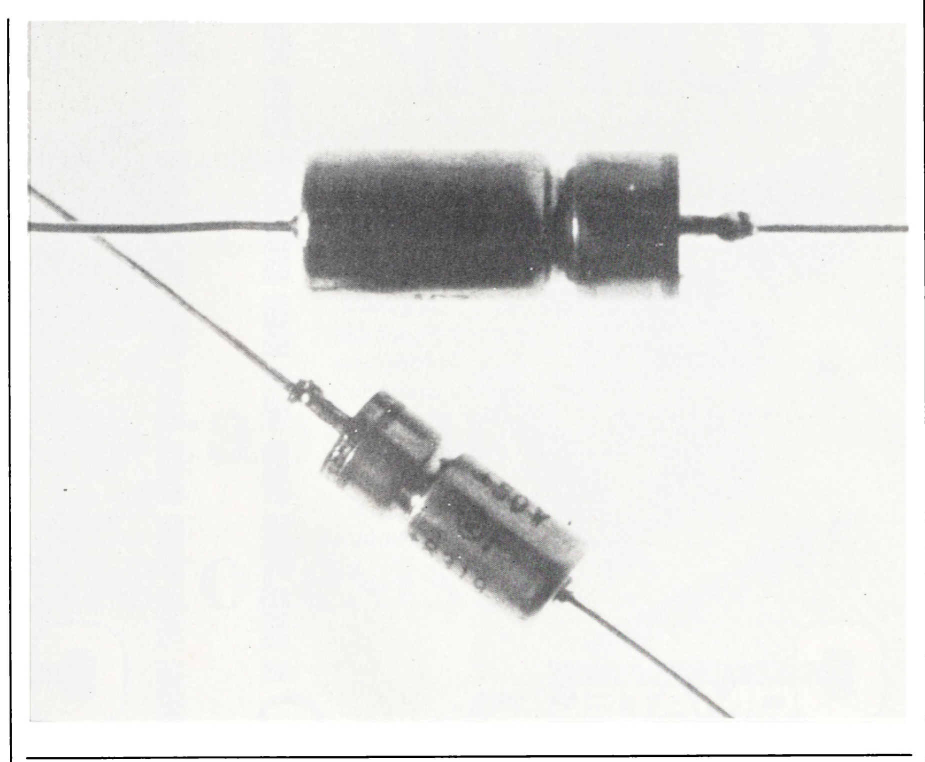
Les condensateurs tantale à anode frittée et électrolyte gélifié, ou condensateurs « tantale-gélifié » comme on les appelle parfois, sont utilisés lorsque le courant de fuite doit être le plus faible possible. Le type conventionnel en boîtier argent ne tolère aucune tension inverse. Aussi, pour les applications militaires ou aérospatiales, les boîtiers argent sont remplacés par

des boîtiers tantale dans les cas où l'on recherche une extrême fiabilité.

Les condensateurs tantale-gélifié en boîtier tantale peuvent supporter des tensions inverses jusqu'à 3 V ; ils fonctionnent sous des courants ondulés plus élevés et peuvent être utilisés à des températures allant jusqu'à 175 °C.

Les condensateurs tantale-solide sont les moins chers à valeur égale ; ils sont utilisés dans de nombreuses applications où leur très petite taille pour une capacité donnée est très appréciée. Ils peuvent supporter, en tension inverse, jusqu'à 15 % de la tension de service en courant continu. Leurs bonnes performances à basse température et le fait qu'ils ne comportent pas d'électrolyte corrosif sont aussi des qualités importantes.

Etude Sprague



Ces condensateurs, d'une durée de vie supérieure à 10^7 heures, sont utilisés sur le programme Ariane.

SERVICE-LECTEURS N° 263





SERVICE-LECTEURS N° 268



LA VALISE DE MESURE W&G
pour l'exploitation et la maintenance des réseaux de transmission de données

Les lignes et les systèmes de transmission de données demandent une surveillance permanente. W&G regroupe dans une valise des appareils de dépannage utilisables pour les lignes de transmission de données à grandes distances ou pour l'exploitation des réseaux téléphoniques ou de radiodiffusion:

★ Testeur de jonction V.24/V.28 pour le contrôle, l'analyse ou la simulation des états de la jonction
★ Testeur de modems pour le contrôle du taux d'erreurs bits ou blocs, la mesure de la distorsion et des temps
★ Mesureur de bruit impulsif et d'interruptions sur les lignes de transmission de données
★ Générateurs de niveau 20 Hz à 20 kHz
★ Mesureurs de niveau et de tension de bruit, 15 Hz à 20 kHz
★ Dispositif téléphonique pour la communication par la voie de mesure

Contactez-nous pour vos problèmes, nos informations sont gratuites et vous parviendrons rapidement.
Agences:
BRETAGNE (99) 51.90.22
RHONE-ALPES (76) 41.06.30
SUD-OUEST (61) 44.34.06

Coupon d'information

Je souhaiterais recevoir une documentation sur la valise DMS-1

Nom
Société
Adresse
Localité
Tél.

F 3280 K

Wandel & Goltermann France
B.P. 53
Z.I. Les Gâtines
F-78370 PLAISIR
Tél.: (3) 055.81.90
Télex: 698 955



SERVICE-LECTEURS N° 267



Le capteur magnétorésistif :

un dispositif pour détecter les variations de champ magnétique

Les capteurs de champ magnétique offrent un moyen très efficace pour la mesure des déplacements linéaires et angulaires. Ils utilisent le fait que de très petits mouvements, effectués par des organes de commande dans les machines (tiges métalliques, dents, cames, etc.), peuvent provoquer des variations aisément mesurables du champ magnétique. L'utilisation de cette propriété est particulièrement intéressante dans les exemples suivants : équipements d'instrumentation et de contrôle, qui exigent souvent des capteurs de position capable de détecter des déplacements de l'ordre du millimètre, ainsi que pour les systèmes d'allumage électronique, où il est nécessaire de déterminer avec une grande précision la position angulaire d'un moteur à explosion.

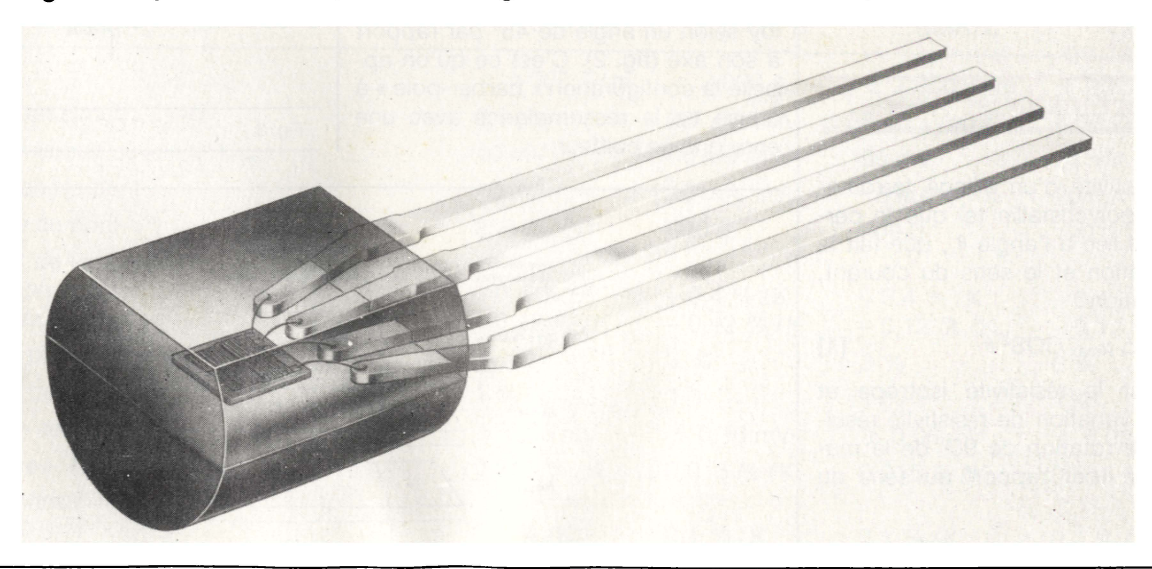


Fig. 1.

Principe du capteur magnétorésistif

Le capteur magnétorésistif (« CMR ») est l'une des réalisations les plus récentes pour la détection des variations de champ magnétique. Dans de nombreuses applications, il offre une alternative séduisante au classique capteur à effet Hall. Le CMR est plus sensible, il peut fonctionner dans une plage de température plus étendue, et dans une gamme de fréquence plus large du continu jusqu'à plusieurs mégahertz **(fig. 1)**

Ce dispositif utilise la propriété bien connue que possède un matériau magnétique, à savoir la variation de résistivité en présence d'un champ magnétique extérieur. Cette variation est occasionnée par la rotation de la magnétisation par rapport au sens du courant. Ainsi, dans le cas du permalloy (alliage ferromagnétique comportant 20 % de fer et 80 % de nickel), une rotation de 90° de la magnétisation (due à l'application d'un champ perpendiculaire au sens du courant) se traduit par une variation de 2 à 3 % de la résistivité.

Le « CMR » se compose donc de quatre bandes de permalloy disposées selon une structure en « grecque », sur un substrat de silicium et reliées de façon à former les quatre bras d'un pont de Wheastone. Le degré de déséquilibre du point est utilisé pour indiquer l'intensité du champ magnétique ou, plus exactement, la variation du champ magnétique perpendiculaire aux bandes de permalloy.

Linéarisation des caractéristiques

La résistivité d'un alliage ferromagnétique polycristallin tel que le permalloy est liée à l'angle θ, que fait la magnétisation et le sens du courant, par la relation :

$$\rho = \rho_0 + \Delta\rho_{max} \cos^2\theta \qquad [1]$$

où ρ_0 est la résistivité isotrope et $\Delta\rho_{max}$ la variation de résistivité résultant d'une rotation de 90° de la magnétisation (par rapport au sens du courant).

Si H est le champ magnétique (perpendiculaire à la direction du courant) qui provoque la rotation, et si H_0 est le champ (comprenant les champs démagnétisant et anisotrope) qui tend à aligner la magnétisation avec le courant, alors :

$$\sin\theta = H/H_0$$

et $$\rho = \rho_0 + \Delta\rho_{max}\,[1 - (H^2/H^2_0)] \qquad [2]$$

pour $H < H_0$

et $\rho = \rho_0$

pour $H \geqslant H_0$

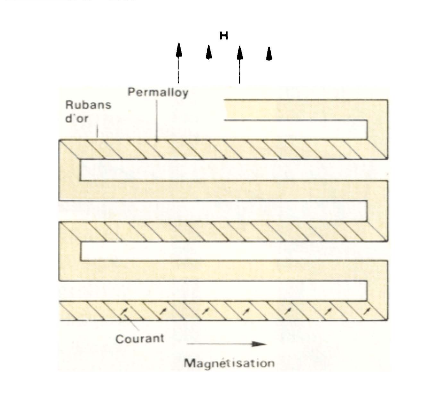


Fig. 2.

D'après cette équation du second degré, il est évident que la caractéristique résistivité-champ magnétique n'est pas linéaire et que, de plus, le dispositif ne fournit pas une valeur unique de H.

Il existe de nombreuses façons de rendre la caractéristique linéaire. L'une d'elles consiste à envoyer un champ polarisant uniforme H_{pol} en direction du champ H, et, à condition que $H \ll H_{pol}$, ρ est alors proportionnel à H. Le « CMR » fait appel à une autre méthode qui utilise des rubans d'or déposés sur chaque bande de permalloy selon un angle de 45° par rapport à son axe **(fig. 2)**. C'est ce qu'on appelle la configuration « barber-pole » à cause de la ressemblance avec une enseigne de coiffeur.

L'or ayant une conductibilité beaucoup plus élevée que le permalloy, l'effet de ces rubans d'or est de faire accomplir à la direction du courant une rotation de 45°, c'est-à-dire de ramener θ à $\theta - 45°$ **(fig. 2)**. La relation [1] devient alors :

$$\rho = \rho_0 + \Delta\rho_{max}/2 + \Delta\rho_{max}\,H/H_0 \sqrt{[1 - (H^2/H^2_0)]} \qquad [3]$$

Comme le montre la **figure 3**, pour de faibles valeurs de H (par rapport à H_0), ρ croît linéairement avec H.

Inversement, avec la configuration « barber-pole » complémentaire, dans laquelle ces rubans d'or sont inclinés à − 45° par rapport à l'axe des bandes de permalloy, θ passe à $\theta + 45°$, et la relation [1] devient :

$$\rho = \rho_0 + \Delta\rho_{max}/2 - \Delta\rho_{max}\,H/H_0 \sqrt{[1 - (H^2/H^2_0)]}$$

Le « CMR » comprend lui-même deux éléments (opposés en diagonale) où ρ croît avec H, et deux autres où ρ décroît avec H. Ceci permet d'élimi-

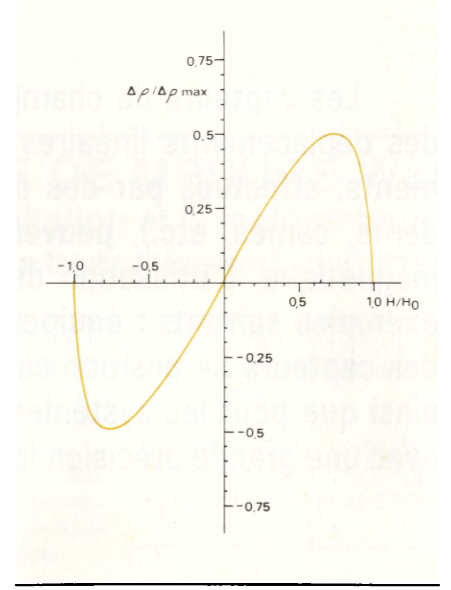


Fig. 3.

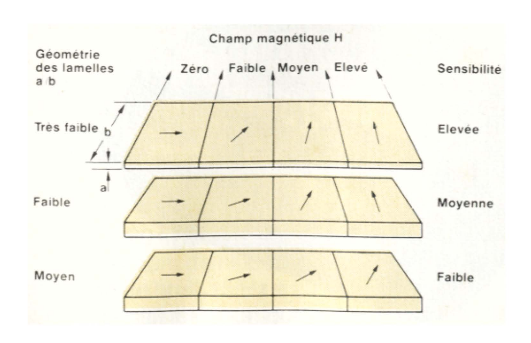


Fig. 4.

ner, pour une large part, les effets des variations ambiantes (température, etc.) sur chaque élément et aussi d'augmenter le degré de déséquilibre du pont et donc la sensibilité du dispositif.

Technologie

Ces capteurs sont fabriqués en technologie couche mince pour photogravure. Les principales étapes de fabrication sont les suivantes :

– oxydation de la surface des substrats silicium (dimensions 1,6 × 1,63 mm^2),

– dépôt par pulvérisation d'une couche adhésive de titane (d'épaisseur 0,1 μm) et ensuite de permalloy,

– formation des bandes de permalloy par photogravure,

– cuisson à température élevée et application d'un champ magnétique intense parallèle à l'axe des bandes (ce champ communique aux lamelles une direction de magnétisation préférentielle),

– dépôt par pulvérisation d'une couche adhésive de 0,1 μm d'épaisseur de titane/tungstène sur la surface des lamelles de permalloy,

– mise en place de la configuration « barber-pole » par dépôt d'or,

– équilibrage du pont pour obtenir une tension de décalage nulle à 25 °C

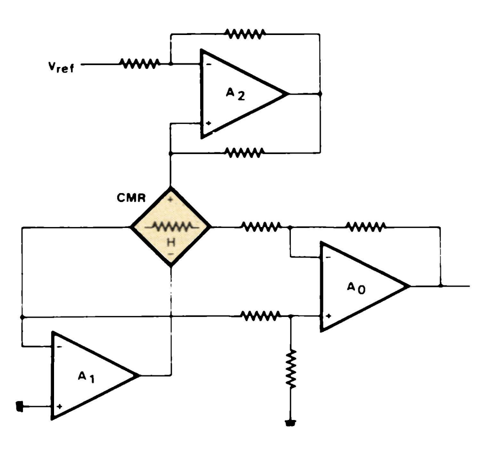


Fig. 5.

Sensibilité : facteurs déterminants

L'un des principaux avantages que présente le capteur magnétorésistif par rapport à d'autres est la facilité avec laquelle sa sensibilité peut être réglée en cours de fabrication. D'après la relation [3] et pour de faibles variations de champ, la sensibilité du « CMR » est :

$$\Delta\rho / H = \Delta\rho_{max} / H_0$$

$\Delta\rho_{max}$ est défini par les propriétés du matériau et H_0 par la géométrie des bandes de permalloy. La **figure 4** montre comment la géométrie des bandes agit sur la sensibilité. Pour un champ donné, la rotation de la magnétisation sera d'autant plus faible que les bandes de permalloy seront épaisses. Ainsi, en utilisant diverses géométries de bandes, il est possible de fabriquer des capteurs de sensibilité et de gammes de mesure différentes.

Actuellement, quatre types différents sont fabriqués : les « CMR » **A** à **D**.

Leurs caractéristiques sont comparées dans le **tableau 1**

La sensibilité des capteurs magnétorésistifs diminue lorsque la température de fonctionnement augmente. Pour éliminer cet inconvénient, il suffit d'incorporer dans le circuit un réseau de compensation de température. En outre, la variation linéaire avec la température de la résistance du pont est utilisée pour compenser les effets de la température sur la sensibilité.

CARACTERISTIQUES A T_{amb} = 25 °C	CMR/A	CMR/B	CMR/C	CMR/D
H_{max}	± 1 000 A/m	± 3 000 A/m	± 7 000 A/m	± 20 000 A/m
Sensibilité en circuit ouvert	2,5 μVm/A	2,7 μVm/A	0,43 μVm/A	0,06 μVm/A
Tension en circuit ouvert à H_{max}	40 mV	80 mV	50 mV	24 mV
Courant dans le pont	16 mA	10 mA	16 mA	20 mA
Résistance du pont	250 Ω	800 Ω	300 Ω	120 Ω
Coefficient de température :				
– à tension constante	– 0,4 %/K	– 0,4 %/K	– 0,4 %/K	– 0,4 %/K
– à courant constant	– 0,12 %/K	– 0,12 %/K	– 0,12 %/K	– 0,12 %/K
Linéarité à pleine échelle	3 %	3 %	3 %	3 %
Linéarité à demi-échelle	1 %	1 %	1 %	1 %
Tension de décalage	± 0,05 mV	± 0,16 mV	± 0,06 mV	± 0,024 mV
Dérive entre – 40 et + 120 °C	0,015 %/K	0,015 %/K	0,015 %/K	0,015 %/K
Dérive de sensibilité entre – 40 et + 120 °C	0,1 %/K	0,1 %/K	0,1 %/K	0,1 %/K

Tableau 1

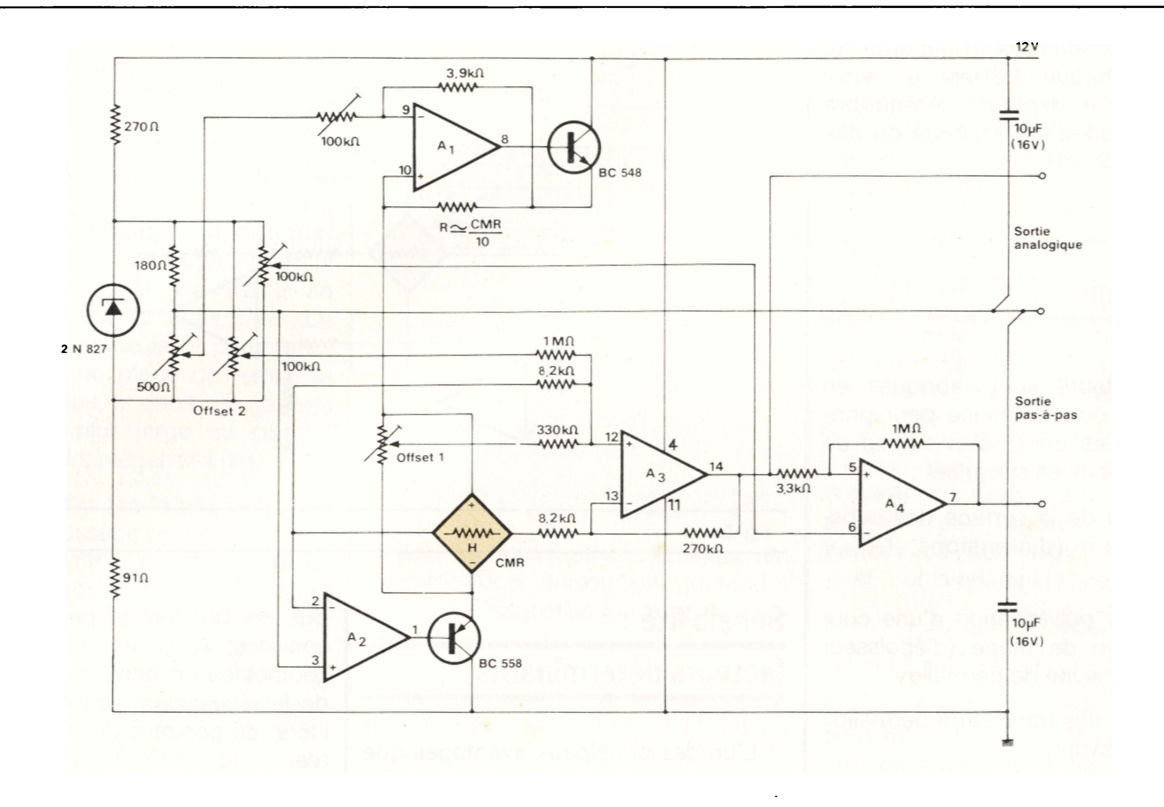


Fig. 6.

Emploi du capteur magnétorésistif

Schémas d'application

Dans certaines applications, la compensation en température n'est pas nécessaire et le capteur peut fonctionner à partir d'une alimentation simple à tension constante. Une alimentation à courant constant peut également être utilisée mais cela entraîne une diminution de la sensibilité.

Dans de nombreuses applications, la compensation de température est essentielle. Elle peut être réalisée par un montage simple illustré en **figure 5**.

La sortie du pont, indiquant le degré de déséquilibre, est amplifiée par un amplificateur opérationnel : A_o, la réjection en mode commun étant obtenue par un circuit de réaction incorporant l'amplificateur opérationnel. Un convertisseur négatif d'impédance, comportant un « ampli op. » A_2, fournit au pont une source dont la tension dépend de la température. Cette méthode présente l'avantage d'utiliser la résistance du pont elle-même comme paramètre de contrôle.

Le signal de sortie de A_2 agit en gardant la tension fournie au pont à sa valeur de départ (V_{ref}).

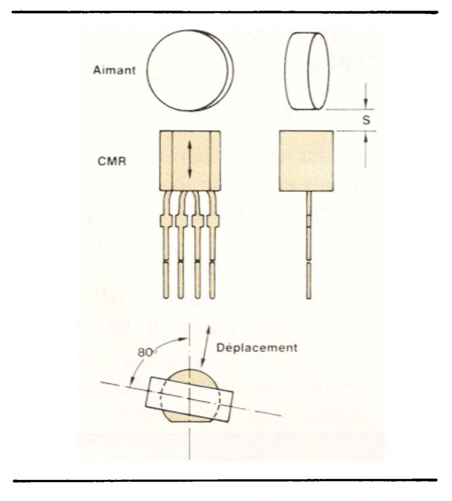


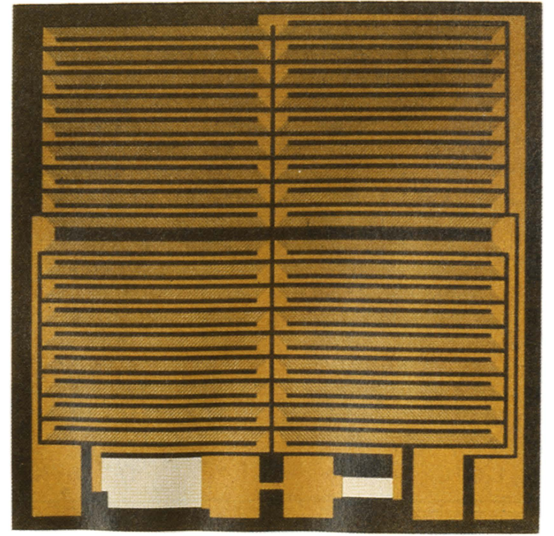
Fig. 7 – (ci-contre).

Un circuit plus général est illustré en **figure 6**.

En plus des fonctions précédentes, il comprend un étage de sortie comparateur fournissant un signal « tout ou rien » (pour le comptage, par exemple).

Il fonctionne à partir d'une alimentation simple en courant continu 12 V.

ci-dessous : la pastille du capteur



Magnétisation interne

En l'absence d'un champ magnétique perpendiculaire aux bandes de permalloy, H_0 aligne la magnétisation avec l'axe des bandes. Si, pour une raison quelconque, le capteur se trouve sous l'influence d'un champ magnétique intense opposé à H_0, la magnétisation peut basculer de 180° et les bandes seront magnétisées en direction opposée. Ceci entraîne des changements importants des caractéristiques du capteur. Pour y pallier, le capteur devra être soumis d'un champ stabilisateur parallèle à H_0. L'intensité de ce champ ne doit pas être trop forte afin de ne pas trop affecter la sensibilité du capteur. Il ne faut pas confondre ce champ avec le champ de linéarisation, H_{pol}, dont il a été question précédemment, et qui est perpendiculaire à H_0, lequel, d'ailleurs, est inutile lorsque le capteur possède une configuration « barberpole »

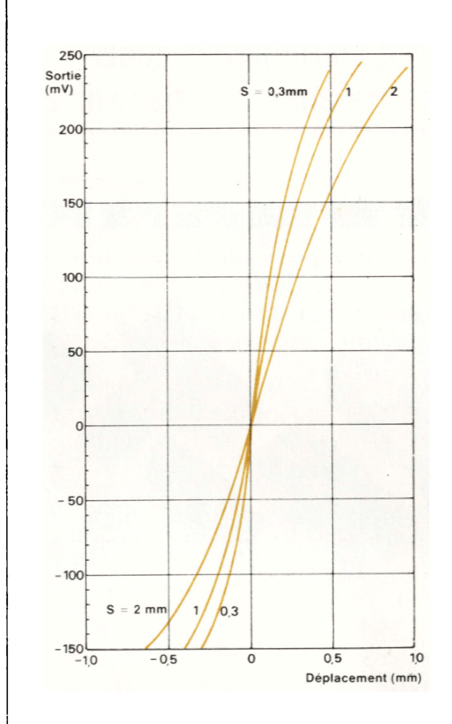


Fig. 8.

Applications pratiques

Capteur de position linéaire

Le « CMR » convient particulièrement pour la mesure des déplacements linéaires. La **figure 7** en donne un exemple simple. Un disque ai-

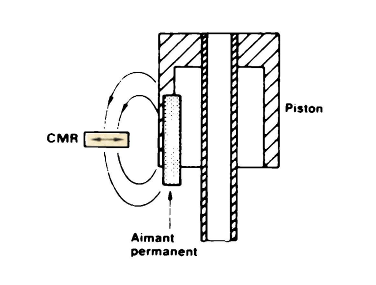


Fig. 9.

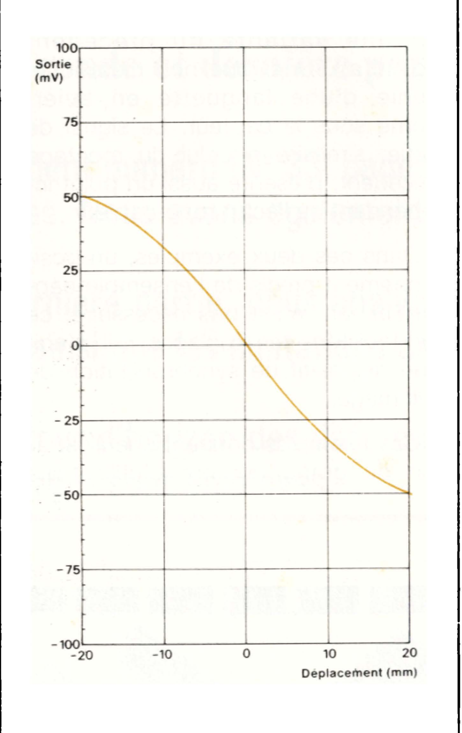


Fig. 10.

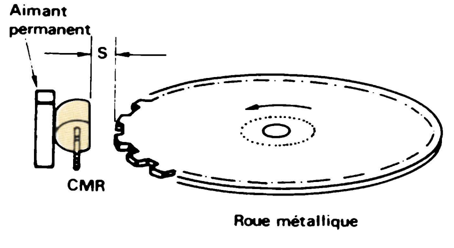
manté en ferroxdure (aimantation axiale) est positionné de façon à ce que son axe soit légèrement incliné par rapport à la perpendiculaire au plan du capteur, lui fournissant ainsi le champ stabilisateur nécessaire. La sensibilité au déplacement axial de l'aimant est extrêmement grande, comme le montre la **figure 8**.

La **figure 9** illustre un exemple dans lequel le « CMR » est utilisé pour suivre la position axiale d'un piston.

Un aimant permanent est encastré dans le corps du piston. Les flèches indiquent la direction dans laquelle le « CMR » est sensible aux variations de champ.

Dans ces deux exemples **(fig. 7** et **9)**, c'est le même aimant qui fournit le champ stabilisateur et le champ variable. Le champ vertical qui passe par le « CMR » ne varie que très légèrement pendant le déplacement de l'aimant et peut être considéré comme un champ stabilisateur constant. Lorsque le piston et l'aimant effectuent un déplacement axial, le capteur détecte les variations du champ horizontal désaxé et délivre un signal continu proportionnel au déplacement du piston **(fig. 10)**.





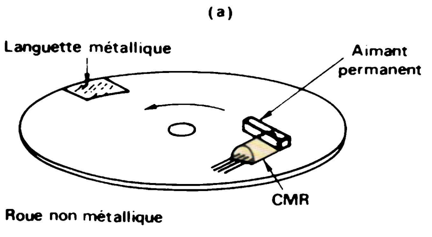


Fig. 11.

Capteur de position angulaire

Un montage expérimental, dans lequel le « CMR » est utilisé pour détecter la position angulaire d'une roue dentée métallique, est illustré en **figure 11(a)**.

Il peut trouver des applications dans les systèmes d'allumage électronique. Le capteur est placé entre une roue métallique tournante et un aimant permanent dont l'axe magnétique est parallèle à l'axe de la roue. Le centre de l'aimant est légèrement décalé par rapport au capteur de façon à fournir le champ polarisant.

Le signal de sortie (variable en fonction du temps) du capteur est donné en **figure 12** pour des écarts « S » entre roue et capteur de 0,1 mm, 0,4 mm et 0,8 mm.

C'est un signal sinusoïdal dont l'amplitude dépend fortement de l'écart « S ». Cependant, l'intérêt réside dans le fait que le point de croisement des sinusoïdes est indépendant de « S » et peut donc être utilisé comme point de commande d'un système d'allumage électronique.

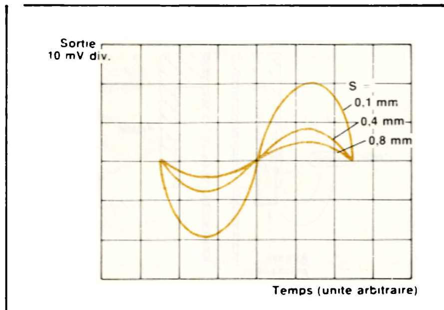


Fig. 12.

Le montage illustré en **figure 11(b)** est une variante du précédent **(fig. 11(a))**. Une roue non métallique, munie d'une languette en acier, tourne sous le capteur. Le signal de sortie, similaire à celui du montage précédent, présente aussi un point indépendant de l'écart roue-capteur.

Dans ces deux exemples, un positionnement précis de l'ensemble capteur/aimant n'est pas nécessaire, ce qui facilitera les réglages s'il s'agit d'un dispositif de synchronisation de l'allumage.

Ces exemples donnent une illustration du grand nombre d'utilisations des « CMR ». Il est probable que d'autres applications apparaîtront lorsque le dispositif sera plus expérimenté. Il est pratiquement possible dès maintenant de fabriquer des « CMR » de sensibilité suffisante pour détecter les variations du champ magnétique terrestre. Les applications envisageables de ces capteurs sont : le contrôle-commande du trafic, le contrôle du courant électrique dans les phares d'automobile et le déclenchement d'un signal d'alarme en cas de panne.

U. Dibbern et A. Petersen
Etude Philips-RTC.



Les dispositifs à transfert de charges

(Seconde et dernière partie)

Nous avons, dans le précédent numéro (N° 33, pages 79 à 88), donné le principe des dispositifs à transfert de charges. Nous avons également parlé des méthodes d'injection du signal.

Dans cette seconde et dernière partie, nous analyserons les méthodes de lecture, destructive et non destructive, ainsi que les limitations de ces dispositifs, faisant intervenir la notion d'inefficacité.

Nous terminerons par un tour d'horizon des différentes applications dans lesquelles les dispositifs à transfert de charges sont employés.

Méthodes de lecture dans les dispositifs à transfert de charges

D'une façon générale, deux méthodes de lecture sont applicables aux dispositifs à transfert de charges :

- la lecture destructive,
- la lecture non destructive.

Comme pour les méthodes d'injection, nous décrirons les méthodes de lecture pour les dispositifs à charges couplées.

La lecture destructive

Ce mode de lecture s'emploie pour extraire le signal à l'extrémité du registre. Il nécessite un étage de sortie adapté au dispositif considéré. Cet étage est généralement composé d'un étage de transfert G polarisé par une tension continue Vc, suivi d'une diode de sortie D. Ces deux étages suivent le dernier étage Gn du registre à transfert de charges **(fig. 18)**.

La diode D est connectée à une source d'alimentation Vdd par l'intermédiaire du transistor MIS T1 qui est commandé par la phase de transfert du dernier étage du registre. La diode D est également reliée à la grille du transistor MIS T2 qui constitue avec le transistor MIS T3 un étage de sortie suiveur.

Lorsque la phase de transfert $\varphi 2$ est au niveau haut, la charge est stockée sous l'électrode Gn et isolée de la diode de sortie par la barrière de potentiel créée sous la grille G par la tension continue Vc (t = t0).

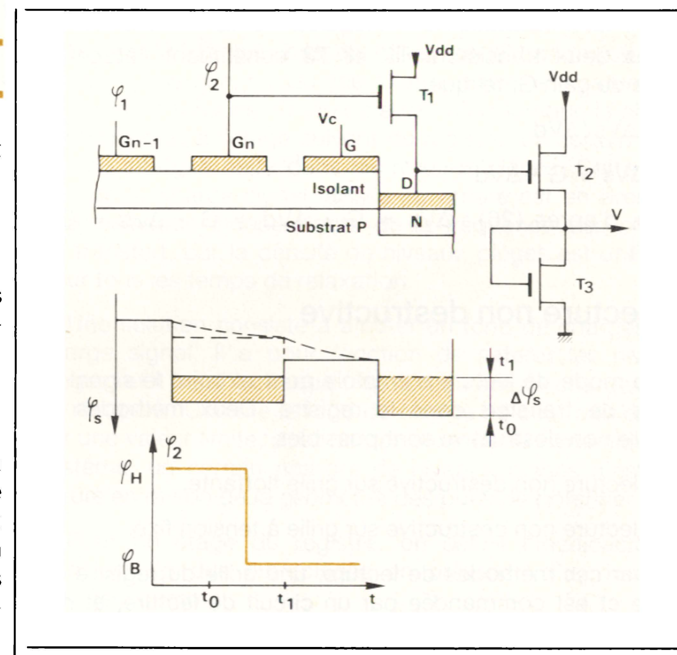


Fig. 18.

La phase de transfert au niveau haut rend conducteur le transistor T1 qui porte la diode D à un potentiel peu différent de Vdd.

Lorsque la phase de transfert $\varphi 2$ passe au niveau bas, la charge stockée sous l'électrode Gn est transférée dans la diode D par dessus la barrière de potentiel induite par la grille de transfert (t = t1). Le potentiel de la diode D évolue de Vdo $\simeq$ Vdd à Vd = Vdo – $\Delta\varphi s$ avec $\Delta\varphi s$ la variation de

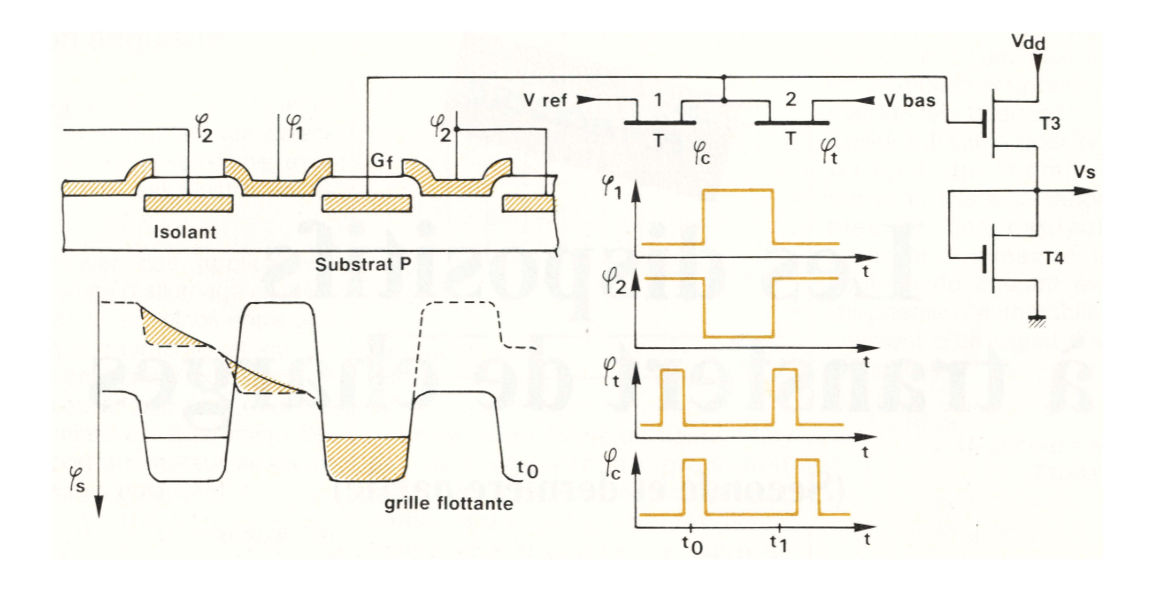


Fig. 19.

potentiel introduite par l'arrivée de la charge signal Qi dans la diode D.

Si on néglige les différentes capacités parasites dues aux connexions, la capacité totale recevant la charge Qi est la capacité Cj de la diode elle-même. On peut écrire que :

$$Qi = Cj \cdot \Delta Vd \qquad (25)$$

avec $\Delta Vd = Vdo - Vd = \Delta\varphi s$

donc

$$\Delta\varphi s = Qi/Cj = \Delta Vd \qquad (26)$$

Les deux transistors T2 et T3 constituent l'étage de sortie de gain G, tel que :

$$G = \Delta Vs/\Delta Vd \qquad (27)$$

soit $\Delta Vs = G \cdot \Delta Vd$

donc, d'après (26) : $\Delta Vs = G \cdot \Delta Vd = G \cdot \Delta\varphi s = G \cdot Qi/Cj$

La lecture non destructive

Ce mode de lecture s'emploie pour extraire le signal en cours de transfert dans le registre. Deux méthodes de lecture non destructive sont possibles :

- la lecture non destructive sur grille flottante,
- la lecture non destructive sur grille à tension fixe.

Pour ces méthodes de lecture, une grille du registre est isolée et est commandée par un circuit de lecture, et non pas par une phase de transfert. Cette méthode nécessite l'utilisation d'un registre dans lequel on dispose d'un étage séparateur de part et d'autre de la grille isolée pour la lecture. Les dispositifs biphasés répondent à cette contrainte puisque, de part et d'autre d'un étage de stockage, il y a un étage de transfert.

● La lecture non destructive sur grille flottante

La grille isolée Gf est commandée par deux transistors MIS T1 et T2 qui effectuent respectivement une précharge et une remise à l'état bas pour l'évacuation du signal sous l'électrode suivante (**fig. 19**).

Lorsque la phase de transfert $\varphi 2$ est au niveau haut, la charge signal est stockée sous les électrodes commandées par $\varphi 2$. La phase $\varphi 1$ est au niveau bas.

La grille Gf est temporairement portée à un potentiel Vref par le transistor T1 rendu conducteur par la phase de commande φc au niveau haut (pour t = t0). D'après (8) et (9), le potentiel de surface φso sous l'électrode Gf s'écrit (avec Qi = 0 et Vg = Vref) :

$$\varphi so = Vref - (2 \cdot Vo \cdot \varphi so)^{1/2} \qquad (29)$$

Lorsque la phase φc redescend au niveau bas, elle laisse flottante la grille Gf. La phase de transfert $\varphi 1$ passe au niveau haut, puis la phase de transfert $\varphi 2$ passe au niveau bas. Le transfert des charges Qi s'effectue de l'électrode précédente, commandée par $\varphi 2$, sous la grille Gf flottante. D'après (8) et (9), le potentiel de surface φs sous l'électrode Gf s'écrit (avec Vg = potentiel de la grille Gf) :

$$\varphi s = Vg - Qi/Ci - (2 \cdot Vo \cdot \varphi s)^{1/2} \qquad (30)$$

La grille Gf étant flottante, on a conservation de l'énergie. En négligeant les capacités de connexions, on peut écrire que :

$$Ci \cdot (Vref - \varphi so) = Ci \cdot (Vg - \varphi s) \qquad (31)$$

L'écriture de la variation du potentiel ΔVg conduit à :

$$Qi/Ci = (2 \cdot Vo)^{1/2} \cdot [(\varphi so)^{1/2} - (\varphi s)^{1/2}] \qquad (32)$$

Si la tension Vref appliquée pour la précharge de la grille Gf est importante, on peut dire que $\Delta\varphi s \ll \varphi so$. La variation de potentiel de la grille Gf d'après (32) s'écrit :

$$\Delta Vg = \Delta\varphi s = (Qi/Ci) \cdot (2 \cdot \varphi so/Vo)^{1/2} = Qi/Cdo \qquad (33)$$

avec $Cdo = Ci \cdot (Vo/2 \cdot \varphi so)^{1/2}$ capacité de la zone désertée initiale (voir équation 16). Les deux transistors T3 et T4 constituent l'étage de sortie de gain G, tel que $G = \Delta Vs/\Delta Vg$, ainsi :

$$\Delta Vs = G \cdot \Delta Vg = G \cdot \Delta\varphi s = G \cdot Qi/Cdo \qquad (34)$$

Donc on effectue une lecture linéaire en charges.

Lors du transfert suivant, lorsque la phase de transfert $\varphi 2$ passe au niveau haut suivi du passage au niveau bas de la phase de transfert $\varphi 1$, la phase de transfert φt

impose un potentiel bas à la grille Gf (t = t1). Les charges stockées sous la grille Gf sont évacuées sous l'électrode suivante.

- **Lecture non destructive sur grille à tension fixe**

Cette méthode de lecture consiste à maintenir à un potentiel fixe une grille de stockage du registre au lieu de la commander par une phase de transfert. On intègre alors le courant induit par l'arrivée des charges sous la grille **(fig. 20).**

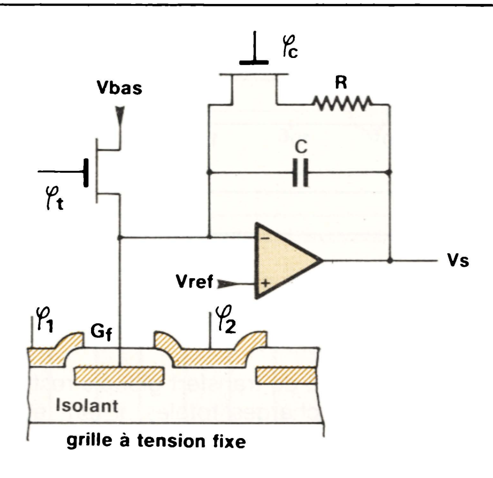


Fig. 20.

Les signaux de commande ainsi que le principe du transfert restent identiques à ceux exposés pour la méthode de lecture sur grille flottante. Les phases φc et φt commandent respectivement la remise à zéro de la capacité d'intégration C et la mise à niveau bas du potentiel de la grille Gf afin d'évacuer les charges sous l'électrode suivante.

Si la tension Vref appliquée pour la précharge de la grille Gf est importante, on peut dire que $\Delta\varphi s \ll \varphi so$. La variation du potentiel de surface sous la grille Gf s'écrit :

$$\Delta\varphi s = Qi/Ci \qquad (35)$$

La variation de potentiel à la sortie de l'intégrateur s'écrit :

$$\Delta Vs = -Ci \cdot \Delta\varphi s/C = -Qi/C \qquad (36)$$

Donc on effectue une lecture linéaire en charges.

Lors de la réalisation pratique (intégration) de l'étage de lecture d'un tel dispositif, l'amplificateur opérationnel est remplacé par un étage à transistors MIS, afin de limiter la dissipation de puissance et la surface d'intégration occupée par cet étage.

Dans ces deux méthodes de lecture non destructives, nous avons une bonne linéarité si nous utilisons un organe d'entrée à injection en tension. En effet, le signal de sortie des étages de lecture est lié au potentiel de surface présent sous la grille Gf, et l'arrivée de la charge Qi sous la grille Gf produit un potentiel de surface égal à Ve à condition que ces deux grilles aient la même géométrie. Les tensions de référence Vref utilisées pour l'organe d'entrée et l'organe de lecture non destructive doivent être identiques. L'utilisation d'un organe d'injection en charge conduit à une linéarité limitée par la présence de la capacité de la zone de charge d'espace. Cette limitation est améliorée par l'augmentation du potentiel de précharge Vref par rapport à la variation du potentiel de surface $\Delta\varphi s$ (approximation $\varphi so \gg \Delta\varphi s$ utilisée dans les calculs).

Limitations des dispositifs à transfert de charges

Un certain nombre de paramètres intervient dans la qualité du transfert dans un registre à transfert de charges. Plusieurs paramètres ont été évoqués au cours de la description de ces dispositifs : comportement en température, bruit, linéarité et dynamique. Une limitation spécifique aux dispositifs à transfert de charges reste à aborder : l'inefficacité de transfert.

Au moment du transfert des charges d'un étage du registre au suivant, un certain nombre de charges est laissé en arrière. Elles sont soit récupérées par la charge suivante, soit recombinées dans le substrat. La méthode la plus simple pour éviter les recombinaisons dans le substrat consiste à maintenir une zone de charge d'espace à l'interface isolant/semi-conducteur. Deux contributions interviennent dans le nombre de charges laissées en arrière après chaque transfert :

– les charges retenues dans les pièges de l'interface (défauts cristallins ou impuretés chimiques),

– les charges non transférées par une commutation trop rapide des phases de transfert.

Limitation par les pièges d'interface

Aux pièges d'interface, on associe une répartition continue de niveaux d'énergie possibles entre le milieu de la bande interdite et de la bande de conduction. Le temps de capture attribué à un niveau piège est de l'ordre de 10^{-10}s. Cependant, le temps de relaxation varie de façon continue, de l'ordre de 10^{-11}s pour les niveaux proches de la bande de conduction et de quelques millisecondes pour les niveaux profonds, proches du milieu de la bande interdite. Nous voyons que, lorsqu'une charge arrive, elle sature très rapidement tous les niveaux pièges. Mais lorsque la charge est transférée à l'étage suivant du registre, un certain nombre de charges reste dans les niveaux pièges. Cette fraction de la charge signal laissée en arrière est en première approximation indépendante de la fréquence des phases de transfert, car la densité de niveaux pièges est uniforme pour tous les temps de relaxation.

Une solution consiste à ajouter un fond de charges à la charge signal. Il a pour fonction de saturer les niveaux pièges, et il perd à chaque transfert autant de charges qu'il en récupère. Comme le fond de charge ne peut pas dépasser une valeur limite, pour ne pas diminuer la dynamique du système, un certain nombre de niveaux pièges n'est pas saturé en raison de la géométrie des puits de potentiel.

Pour un étage du registre, on définit l'inefficacité de transfert $\mathcal{E}p$ due aux pièges en présence d'un fond de charges, comme :

$$\mathcal{E}p = \frac{\text{charges retenues dans les pièges}}{\text{charges initiales à transférer}}$$

Limitation par la fréquence

Nous avons vu que le déplacement des charges dans un registre s'effectue sous l'action conjuguée de trois composantes :

– la diffusion thermique des porteurs,

– le champ électrique créé par la différence de potentiel entre les deux étages du registre,



– le champ électrique induit par le gradient de charge (gradient de potentiel de surface).

L'action de ces trois composantes n'est pas instantanée, et la fréquence des phases de transfert, lorsqu'elle augmente, limite la quantité de charges transférées. Aux fréquences élevées, deux facteurs dominants interviennent : la géométrie des électrodes et la mobilité des porteurs.

On définit l'inefficacité de transfert $\mathcal{E}f$ due à la fréquence de commutation des phases de transfert (pour une demi-période), comme

$$\mathcal{E}f = \frac{\text{charges retenues en arrière au moment de la commutation}}{\text{charges initiales à transférer}}$$

Inefficacité globale

L'inefficacité globale $\mathcal{E}$, pour un étage du registre, est la somme de l'inefficacité de transfert due aux pièges et de l'inefficacité de transfert due à la fréquence. Elle s'écrit :

$\mathcal{E} = \mathcal{E}p + \mathcal{E}f$

L'inefficacité de transfert dépend en grande partie du mécanisme, donc de la géométrie adoptée pour le dispositif à transfert de charges.

Pour les dispositifs à transfert de charges en surface, malgré l'emploi d'un fond de charges, les échanges avec les niveaux pièges de surface restent importants. L'emploi de matériaux présentant une faible densité des niveaux pièges permet de réduire l'inefficacité de transfert.

Pour les dispositifs à chapelets, la contribution des pièges d'interface est secondaire par rapport à celle du couplage drain-source entre deux transistors (conductance de sortie). Afin de diminuer la conductance, plusieurs solutions sont possibles :

– utiliser un transistor d'isolement. Cette solution est efficace, mais augmente l'encombrement ;

– augmenter la longueur du canal du transistor, au détriment d'une faible inefficacité de transfert en haute fréquence ;

– augmenter le dopage du substrat ; mais cela conduit à augmenter la tension seuil du transistor ainsi que la contribution de la capacité parasite de la jonction PN entre le substrat et les régions diffusées de type opposé.

Pour les fréquences élevées, la mobilité des porteurs et la géométrie des électrodes interviennent pour les dispositifs à chapelets et pour les dispositifs à charges couplées à transfert en surface.

Pour ces deux types de circuit, un meilleur fonctionnement est obtenu par l'emploi de substrats P, à cause de la plus grande mobilité des porteurs (électrons).

L'utilisation de dispositifs à transfert de charges en volume permet de réduire l'inefficacité de transfert en basse et haute fréquence. Le gain provient :

– de la supression des échanges avec les niveaux pièges de l'interface ;

– de la plus grande mobilité des porteurs dans le volume ;

– d'un champ électrique transversal important qui accélère le transfert.

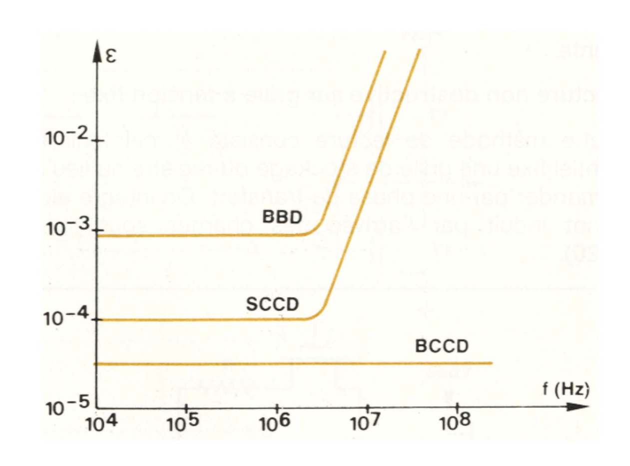


Fig. 21.

La **figure 21** donne une courbe de l'inefficacité de transfert globalr $\mathcal{E}$ en fonction de la fréquence pour ces trois familles de dispositifs.

Pour que l'inefficacité de transfert globale reste indépendante du nombre de charges totales, il faut associer un fond de charges (dans le cas des dispositifs à transfert en surface), et ne pas dépasser la capacité de stockage maximale des puits de potentiel. Dans ce cas, le phénomène d'inefficacité de transfert est linéaire.

L'inefficacité de transfert globale intervient, non pas en terme d'atténuation, mais en filtre passe-bas en série avec le registre. En effet, une charge dans le registre perd à chaque étage une partie de sa valeur qui est reprise par les charges suivantes.

Applications des dispositifs à transfert de charges

Dans cette pratique, nous considérerons les dispositifs à transfert de charges en tant qu'ensembles complets dotés d'une entrée et d'une sortie.

Les fonctions de transfert et de stockage des DTC permettent de nombreuses applications telles que : lignes à retard analogiques, filtres analogiques, mémoires numériques et dispositifs opto-électroniques.

Les lignes à retard analogiques

La première application des DTC en traitement du signal est la fonction retard d'échantillons de signaux analogiques. Le signal analogique d'entrée, échantillonné, est transporté le long du registre et réapparaît à la sortie avec un retard τ. Ce retard dépend de la fréquence fh de l'horloge des phases de transfert et du nombre n d'étages du registre, et il est défini comme :

$\tau = n/fh$ (37)

A la sortie du registre, on dispose d'un train d'impulsions de période Tn = 1/fh qui permet de reconstituer le signal continu d'entrée à condition que la fréquence d'échantillonnage fh soit au moins deux fois plus grande que la plus grande des fréquences fm contenue dans le spectre du signal d'entrée (*Shannon*, 1948). Cette condition impose une fréquence minimale aux horloges de transfert en fonction de la bande passante du signal d'entrée.

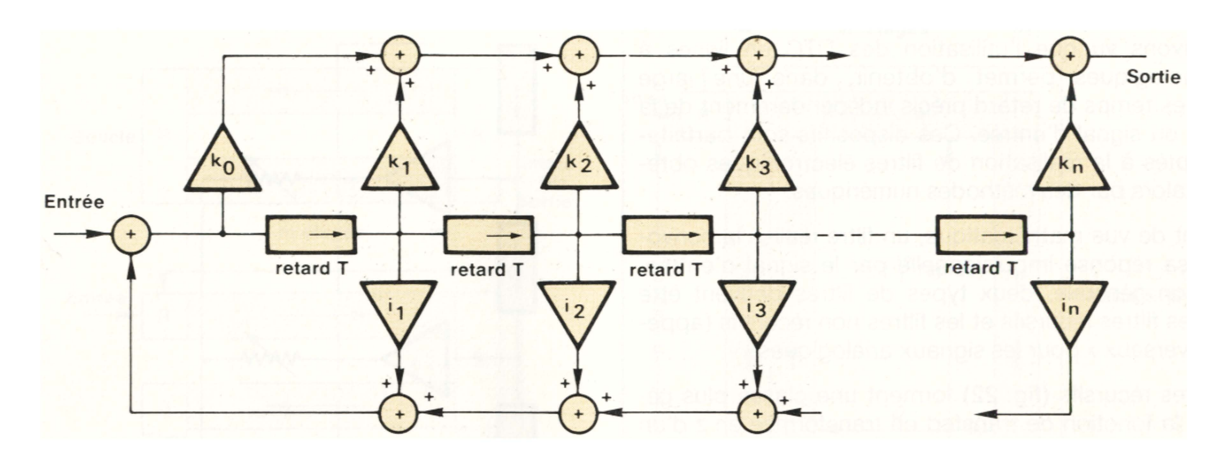


Fig. 22.

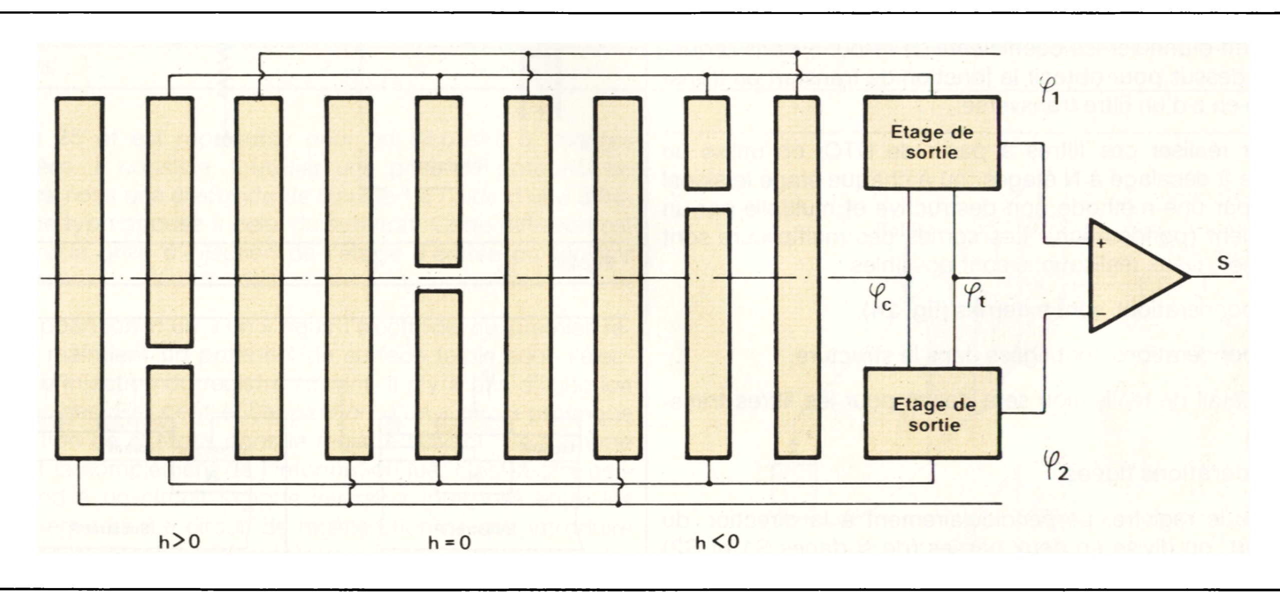


Fig. 23.

Une grandeur généralement utilisée pour caractériser les lignes à retard est le produit du temps de retard par la fréquence maximale fm du signal d'entrée.

Ce produit peut s'écrire :

$$\tau \cdot fm = n \cdot fm/fh \qquad (38)$$

et comme fh ⩾ 2 · fm, on a :

$$\tau \cdot fm \leqslant n/2$$

Le temps de retard τ peut être réglé entre deux valeurs limites liées à n et fh.

– Pour les retards faibles, l'augmentation de la fréquence fh est limitée par l'augmentation de l'inefficacité de transfert totale aux hautes fréquences.

– Pour les retards importants, l'augmentation du nombre d'étages conduit à une augmentation de l'inefficacité de transfert totale. De même, la diminution de la fréquence de transfert réduit la dynamique du signal de sortie par la génération de charges thermiques dans le registre (/n ≪ ti, temps de relaxation thermique). Les effets de ce courant peuvent être diminués par le refroidissement du dispositif.

L'utilisation de lignes à retard multiplexées permet d'échantillonner le signal d'entrée dans k registres, à k phases de transfert, en parallèle. Les k phases de transfert sont décalées de une phase entre chaque registre. Les signaux de sortie sont recombinés afin de retrouver l'information d'entrée. Dans cette structure, le signal est échantillonné à une fréquence k fois plus grande que celle du transfert, ce qui donne une multiplication par k de la bande passante de la ligne à retard. Le temps de retard est toujours donné par le rapport du nombre d'étages n d'un registre sur la fréquence fh des phases de transfert.

Les fréquences des phases de transfert généralement employées varient de quelques kilohertz à plusieurs mégahertz, ce qui donne des temps de retard, jusqu'alors inaccessibles, pouvant aller jusqu'à une seconde à température ambiante.

Les lignes à retard analogiques trouvent de nombreuses applications dans le domaine du traitement du signal et sont utilisées sous deux aspects :

– le retard pur,
– la compression-expansion de signaux.

En effet, dans la ligne à retard, on peut introduire un signal à une fréquence fh jusqu'au remplissage du registre, puis restituer l'information à une fréquence m · fh (compression) ou fh/m (expansion).

Les filtres analogiques

Nous avons vu que l'utilisation des DTC en lignes à retard analogiques permet d'obtenir, dans une large gamme, des temps de retard précis indépendamment de la fréquence du signal d'entrée. Ces dispositifs sont parfaitement adaptés à la réalisation de filtres électroniques obtenus jusqu'alors par des méthodes numériques.

Du point de vue mathématique, un filtre réalise la convolution de sa réponse impulsionnelle par le signal d'entrée. D'une façon générale, deux types de filtres peuvent être réalisés : les filtres récursifs et les filtres non récursifs (appelés « transversaux » pour les signaux analogiques).

Les filtres récursifs **(fig. 22)** forment une classe plus générale car la fonction de transfert en transformée en z d'un filtre d'ordre n est donnée par :

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N} k^n \cdot z^{-n} / (1 - \sum_{n=1}^{N} i_n \cdot z^{-n})$$

Il suffit d'annuler les coefficients de retour i_n dans l'équation ci-dessus pour obtenir la fonction de transfert en transformée en z d'un filtre transverse.

Pour réaliser ces filtres à partir de DTC, on utilise un registre à décalage à N étages, où à chaque étage le signal est lu par une méthode non destructive et multiplié par un coefficient (pondération). Les sorties des multiplieurs sont sommées. Deux réalisations sont possibles :

– les pondérations sont externes **(fig. 24),**

– les pondérations sont figées dans la structure.

Le détail de réalisation sera donné pour les filtres transverses.

● **Pondérations figées**

Dans le registre, perpendiculairement à la direction du transfert, on divise en deux parties (de surfaces S1 et S2) une grille utilisée pour la lecture (les signaux de commande de ces deux parties restent identiques) **(fig. 23).** La charge présente sous l'électrode de lecture impose des signaux de sortie différents (V1 pour S1 et V2 pour S2), dont le rapport (V1/V2) est égal au rapport des surfaces des deux parties de l'électrode (S1/S2). La somme des deux signaux de sortie est égale au signal V (V = V1 + V2), que l'on obtiendrait avec la même charge sous une électrode de même surface totale S (S = S1 + S2).

On effectue une mesure différentielle entre les deux parties de l'électrode. On obtient :

$$V2 - V1 = (V/S) \cdot (S2 - S1) = V \cdot h/S \qquad (40)$$

La valeur h = (S2 – S1) représente une pondération du signal présent sous la grille lue. Cette pondération est ajustable au moment de la fabrication. La pondération nulle est telle que S2 = S1, la coupure est placée sur l'axe du registre.

Chaque étage du registre est pondéré à la valeur souhaitée, et seulement deux circuits de lecture sont utilisés (un de chaque côté du registre).

Toutes les lectures sont obtenues simultanément, effectuant une moyenne d'une fenêtre temporelle contenant les n derniers échantillons pondérés du signal.

La réponse impulsionnelle des filtres peut être quelconque, et l'étendue temporelle de la réponse impulsionnelle est liée à la fréquence des horloges de transfert du registre.

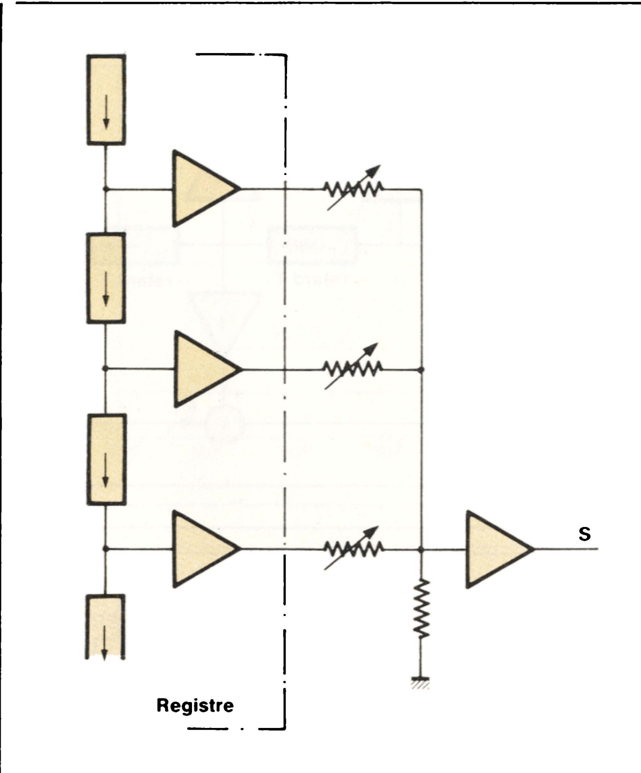


Fig. 24.

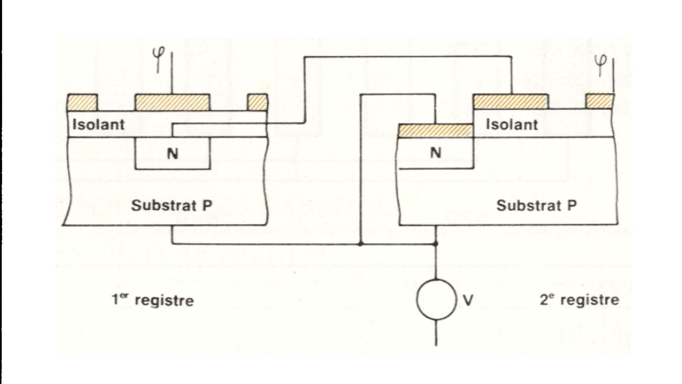


Fig. 25.

Le « dessin » des coupures le long du registre représente la réponse impulsionnelle du filtre.

Un problème important est celui de la précision et de la reproductibilité de la réponse impulsionnelle. Ces dispositifs fonctionnent en analogique sur une grande surface de matériau ; ils sont tributaires des fluctuations des différents éléments constituant le registre.

Les mémoires numériques

Dans les applications précédentes des DTC, le signal d'entrée était analogique. Par voie de conséquence, des informations logiques ou bits (tout 1 ou rien 0) sont utilisables. L'utilisation de DTC en mémoires numériques n'est cependant pas immédiate, car, comme nous l'avons vu, une charge ne peut être stockée dans le registre que pendant un temps très inférieur à la génération thermique. Il faut donc regénérer périodiquement le signal introduit dans le registre (mémoires dynamiques).

Le circuit de régénération le plus simple est celui de la

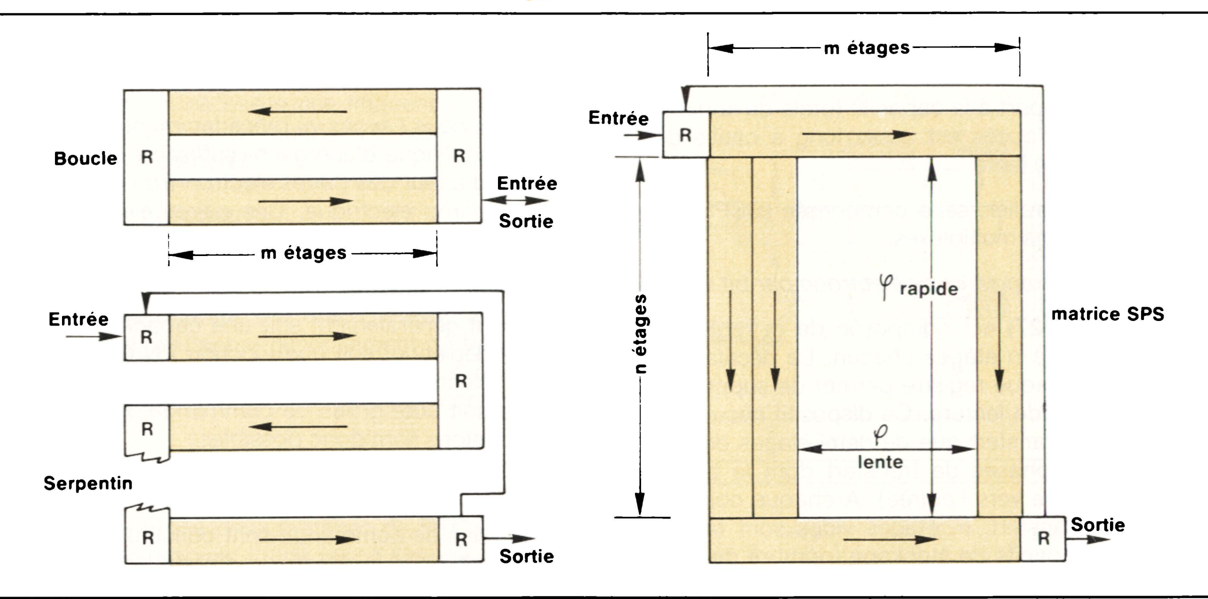


Fig. 26.

figure 25 et est représenté pour un dispositif à charges couplées. Il consiste à utiliser une prise de potentiel de surface sous une électrode de transfert à l'aide d'une diffusion de type opposé à celui du substrat. Cette diffusion est reliée à la grille d'injection de l'étage d'entrée du registre suivant.

L'apparition d'un « un » sous l'électrode du premier registre maintient un potentiel de surface faible sous l'électrode d'injection du registre suivant. Il n'y a pas d'injection de charges. Par contre, l'apparition d'un « zéro » provoque l'injection de charges dans le registre suivant. Ce système fournit le complément de l'information lue, c'est-à-dire correspond à un circuit logique inverseur interposé entre les deux registres. Le circuit de régénération ne doit introduire ni perte ni retard supplémentaire. Le cas le plus défavorable est celui de la régénération du « zéro », pour lequel il y a transfert de charges de l'électrode du premier registre à l'électrode d'injection du registre suivant. Une polarisation des substrats est nécessaire afin d'éviter un enrichissement de l'interface du premier registre. L'électrode de lecture du premier registre est suivie d'un étage de sortie qui permet d'éliminer les charges.

Les grandeurs caractéristiques d'une mémoire numérique sont : le temps d'accès (aléatoire ou séquentiel), la puissance consommée par bit et la densité d'intégration.

● **Les cellules élémentaires**

Une mémoire numérique est composée de l'association de cellules élémentaires comportant des registres à transfert de charges, simples ou multiplexés, un étage d'entrée, un étage de lecture et des étages de régénération.

– *Cellules en boucles*

C'est la cellule élémentaire la plus simple **(fig. 26)**. Elle est constituée de deux registres à transfert de charges décalant les informations en sens opposés, couplés à leurs extrémités par deux circuits de régénération R. Un étage d'entrée et un étage de sortie sont disponibles à une extrémité.

Cette cellule déplace tous les bits des registres en même temps, ce qui augmente sa puissance consommée. Son temps d'accès est proportionnel au nombre d'étages des registres.

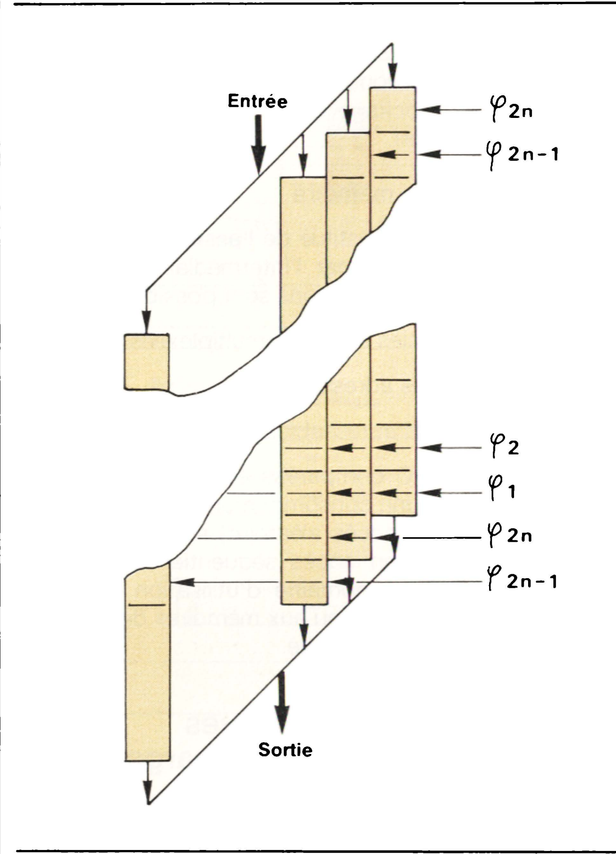


Fig. 27.

– *Cellules en serpentin*

Cette cellule est une variante de la cellule élémentaire précédente **(fig. 26)**. Sa puissance consommée est élevée et elle nécessite beaucoup de circuits de régénération.

– *Cellules en matrice série-parallèle-série (SPS)*

Cette cellule **(fig. 26)** nécessite l'emploi de deux fréquences d'horloge de transfert, dont l'une, fh, est grande afin d'introduire et de lire rapidement les informations dans les registres série ; l'autre plus faible, fh/m, est utilisée pour transférer les bits dans les registres parallèles.

Une telle structure a une puissance consommée réduite puisqu'une grande partie de la cellule fonctionne à fréquence lente. Chaque bit subit un nombre de transferts réduit (n + m) par rapport à la capacité totale de la mémoire (n · m). Le temps d'accès est assez long à cause des n transferts à fréquence lente.

La cellule série-parallèle-série compensée (CSPS) utilise des registres parallèles multiplexés.

– *Cellules à multiplexage à « une électrode par bit » (MEB)*

Cette cellule (**fig. 27**) est composée de m registres biphasés en parallèle à n étages chacun. Le décalage d'un demi-étage entre chaque registre permet de supprimer les registres d'entrée et de lecture. Ce dispositif nécessite autant de phases de transfert que de demi-étages dans chaque registre (2 · n phases de transfert dont le balayage s'effectue de la sortie vers l'entrée). A chaque commande d'une phase de transfert, m étages vides sont transférés vers l'entrée. La capacité de stockage (nombre de bits) de cette cellule est donnée par 2 · n · m–m (étages vides).

La puissance consommée de cette cellule est très faible, et, elle permet des temps d'accès courts avec une forte capacité.

Il est intéressant d'utiliser une technologie à transfert en volume à commande monophasée qui évite la perte de dynamique due au stockage des charges au niveau bas des horloges de transfert.

● **Organisation du plan mémoire**

Le plan mémoire est constitué de l'association de cellules élémentaires adressées par l'intermédiaire d'un décodeur. De nombreuses organisations sont possibles, dont :

– organisation en boucles multiples multiplexées ;

– organisation en lignes adressables ;

– organisation en blocs adressables.

Les mémoires à DTC comparées aux RAM (« Random Acces Memory »), ont une consommation très inférieure, un temps d'accès moyen (accès aléatoire) supérieur et enfin un débit d'information en accès séquentiel comparable. Elles ont, de ce fait, un domaine d'utilisation particulier limité aux mémoires tampons ou aux mémoires de stockage de masse rapides à faible capacité.

Applications opto-électroniques des dispositifs à transfert de charges

Dans ces dispositifs, on utilise la photosensibilité des semi-conducteurs pour réaliser des dispositifs linéaires ou surfaciques.

Le rayonnement électromagnétique produit sur les éléments photosensibles une image qui est échantillonnée. Cette image est ensuite balayée dans ses deux directions afin de mettre en série l'information pour la transporter. Dans les dispositifs linéaires (les barrettes), l'image est balayée optiquement dans une direction, et le DTC assure le balayage dans l'autre direction. Dans les dispositifs surfaciques (matrices), les deux directions de balayage sont assurées par des DTC.

Pour reconstituer l'image de départ à partir des échantillons en série à la sortie, il faut que la plus petite période image échantillonnée couvre au moins deux points adjacents photosensibles (période optique de *Shannon*), et que la fréquence d'échantillonnage soit au moins deux fois plus grande que la plus grande des fréquences de variation de l'image.

Comme nous l'avons vu précédemment, un rayonnement électromagnétique d'énergie $h\nu$ suffisante engendre dans le semi-conducteur des paires électron-trou qui sont séparées par un champ électrique. Ces paires électron-trou créent une charge fonction du flux de photons incidents et du temps d'intégration optique, c'est-à-dire de la durée d'exposition (temps d'échantillonnage). Les éléments photosensibles sont généralement soit une capacité MIS maintenue en forte déplétion, soit une jonction PN (diode). Le rayonnement électromagnétique peut frapper l'élément photosensible soit côté grilles de commande, soit côté substrat. Deux solutions sont donc possibles :

– *Réception côté grilles de commande*

Les grilles de commande sont constituées d'un matériau transparent pour la longueur d'onde considérée. Cependant le rayonnement électromagnétique subit des réflexions dues aux indices de réfraction des couches transparentes utilisées. Cette réflexion diminue la sensibilité et varie avec la longueur d'onde du rayonnement.

– *Réception côté substrat*

Le semi-conducteur est aminci sur sa face arrière jusqu'à quelques dizaines de microns. Cette méthode permet d'obtenir une plus grande sensibilité que celle par réception côté grilles de commande.

● **Les dispositifs linéaires**

Ces dispositifs doivent échantillonner une seule ligne de l'image. Les éléments photosensibles sont soit directement les étages du DTC, soit séparés du registre.

– *Dispositifs linéaires à photo-éléments incorporés*

Une électrode de stockage de chaque étage du registre est rendue photosensible et reçoit une charge fonction du rayonnement incident, pendant le temps te d'intégration. On peut ensuite transférer ces charges vers la sortie du registre au rythme de la fréquence fh de l'horloge de transfert. Cependant, l'image est fixe par rapport au registre, et, pendant le transfert, chaque charge est soumise à un nouvel éclairement pendant le temps de stationnement sous les autres électrodes. La charge représentative de l'information est d'autant plus dégradée que l'élément photosensible est éloigné de l'étage de sortie et que le rapport entre le temps de balayage tb (tb = n/fh) et le temps d'intégration te est grand. Ce type de dispositif nécessite des fréquences de balayage élevées. Le signal de sortie du registre ne donne aucune information pendant le temps d'intégration de l'image.

La séparation des éléments photosensibles et du DTC permet de différencier les fonctions d'intégration et de balayage.

– *Dispositifs linéaires à photo-éléments séparés*

La configuration généralement utilisée est représentée à la **figure 28** et consiste en une ligne d'éléments photosensibles reliés alternativement à deux DTC situés de part et d'autre. Le rayonnement électromagnétique est intégré dans les éléments photosensibles pendant le temps d'intégration te, puis les charges formées sont transférées en parallèle aux registres pair et impair.

Les informations stockées sont ensuite transmises, et les

sorties des deux registres sont multiplexées afin de reconstituer l'information des éléments photosensibles pairs et impairs. Le balayage est effectué indépendamment du temps de transfert et nécessite une fréquence de l'horloge de commande moins grande que dans le cas d'un dispositif à photo-éléments incorporés.

● **Les dispositifs surfaciques**

Une matrice se décompose en lignes horizontales et en colonnes verticales, dont l'ensemble forme une trame. L'analyse de cette matrice, par analogie avec le mode de lecture occidental, s'effectue généralement de bas en haut et de gauche à droite. Selon que l'on sépare ou non les éléments photosensibles des DTC, plusieurs configurations sont possibles.

– *Dispositifs à transfert de trame*

Cette méthode utilise deux matrices de DTC à éléments photosensibles incorporés. L'une reçoit l'image à échantillonner, et l'autre, aveugle, sert de mémoire tampon **(fig. 29)**. Il s'agit d'une succession de m registres verticaux à 2 · n étages constituant les m colonnes et n lignes de l'image ainsi que les n lignes de la mémoire tampon. Les phases de commande des registres image sont différenciées de celles des registres mémoires.

Un registre de lecture à transfert de charges à m étages reçoit en parallèle les informations à l'extrémité des m registres verticaux de la mémoire tampon. Les phases de commande de ce registre sont indépendantes.

Une image est intégrée dans la matrice image. Les charges engendrées sont ensuite transférées dans la zone mémoire ligne à ligne. Pendant cette opération, les phases de transfert des zones image et mémoire sont identiques. Pendant le temps d'intégration de la nouvelle image, les informations stockées dans la mémoire tampon sont transférées ligne par ligne dans le registre de lecture, puis transférées jusqu'à l'étage de sortie. L'information est mise en série ligne par ligne. Le temps d'intégration de l'image peut être inférieur au temps de balayage de la matrice mémoire en retardant la mise en déplétion des éléments photosensibles de la matrice image.

Il est possible d'effectuer une lecture de l'image par deux demi-trames consécutives. Cette méthode de lecture, dite à « trames entrelacées », permet d'utiliser l'ensemble des étages des registres image.

En effet, pendant le temps d'intégration de l'image, une des phases de commande est maintenue à l'état haut afin de conserver en déplétion les condensateurs MIS, la ou les autres phases sont à l'état bas. Si, lors de l'intégration de l'image suivante, ce n'est pas la même phase de commande qui est maintenue à l'état haut, ce n'est pas la même partie de l'image qui est intégrée sous des grilles différentes des registres. Ainsi, pour un dispositif biphasé, en alternant le rôle des phases de commande, la première intégration concernera par exemple les lignes impaires et la deuxième intégration les lignes paires.

– *Dispositifs à adressage par ligne*

Cette méthode utilise n DTC à m étages photosensibles **(fig. 30)**. Ces registres constituent les n lignes et m colonnes de la trame. Un registre de lecture à transfert de charges à n étages reçoit les informations à l'extrémité des n lignes. Les phases de transfert sont fournies par un circuit logique permettant de commander indépendamment les registres de lignes (adressage des lignes). Une ligne est

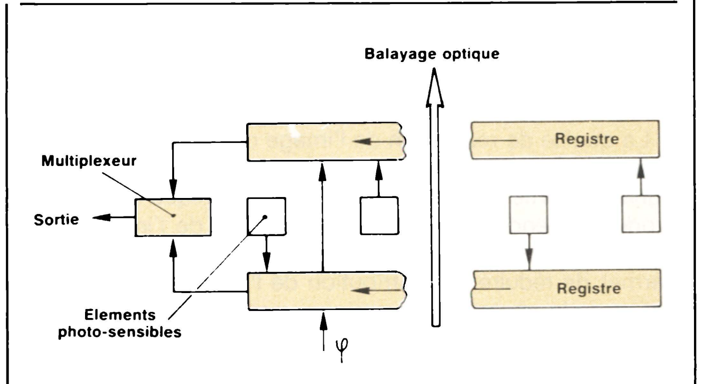


Fig. 28.

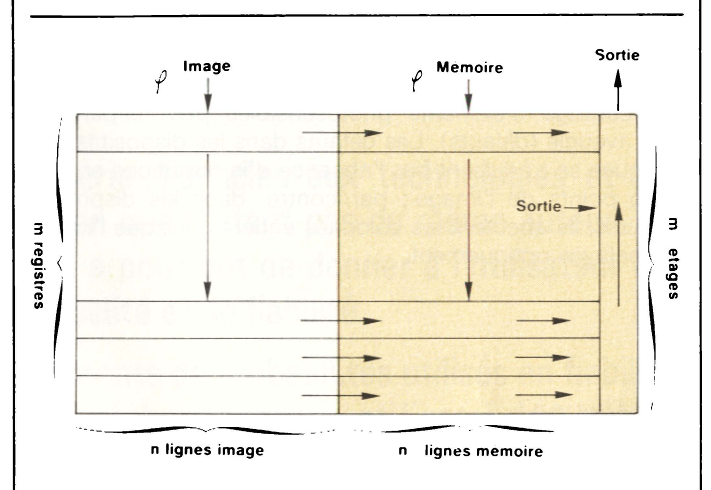


Fig. 29.

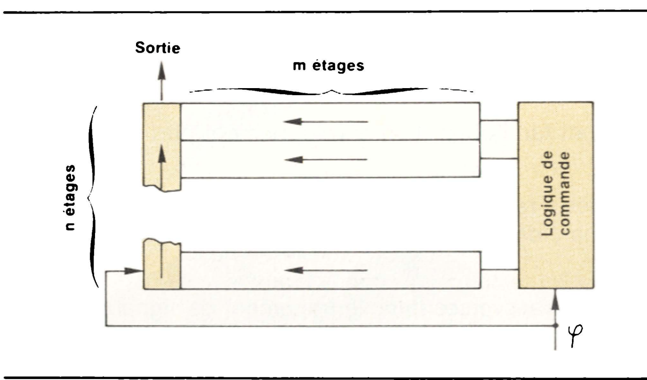


Fig. 30.

transférée en série dans le registre de lecture qui achemine les informations jusqu'à l'étage de sortie. Le transfert de la ligne terminé, celui de la ligne suivante est commandé. La lecture s'effectue de haut en bas.

Dans cette méthode, il est possible d'adresser alternativement les lignes paires et les lignes impaires afin d'effectuer une lecture à « trames entrelacées ».

– *Les matrices à photo-éléments séparés*

Cette méthode utilise m colonnes de n éléments photosensibles séparés par les m DTC à n étages aveugles **(fig. 31)**. Un registre de lecture est disposé à l'extrémité des DTC. L'image est intégrée dans les éléments photosensibles et transférée en parallèle dans les registres.

Pendant le temps d'intégration de la nouvelle image, les informations stockées dans les registres verticaux sont

transférées ligne par ligne dans le registre de lecture, puis transférées jusqu'à l'étage de sortie. Il est possible de diminuer le temps d'intégration de l'image et d'effectuer une lecture à « trames entrelacées ».

La qualité de restitution de l'image de départ est liée à la valeur de l'inefficacité de transfert des DTC. De plus, au signal de sortie s'ajoute la génération thermique de charges produites pendant le temps d'intégration de l'image dans les éléments photosensibles. L'utilisation de DTC en volume permet de réduire la contribution de l'inefficacité de transfert et de la génération thermique, mais diminue la dynamique et rend donc ces dispositifs sensibles à l'éblouissement (« blooming »).

Les fluctuations de l'image restituée proviennent de la différence de la conversion entre le nombre de photons et la charge utile dans les éléments photosensibles.

La réalisation technologique de ces dispositifs nécessite l'intégration d'un grand nombre de composants. Un certain pourcentage d'éléments photosensibles peut cependant être aveugle (défauts). Les défauts dans les dispositifs surfaciques se traduisent par l'absence d'informations en certains points de l'image ; par contre, dans les dispositifs linéaires, ils affectent les colonnes entières puisque l'image est balayée optiquement.

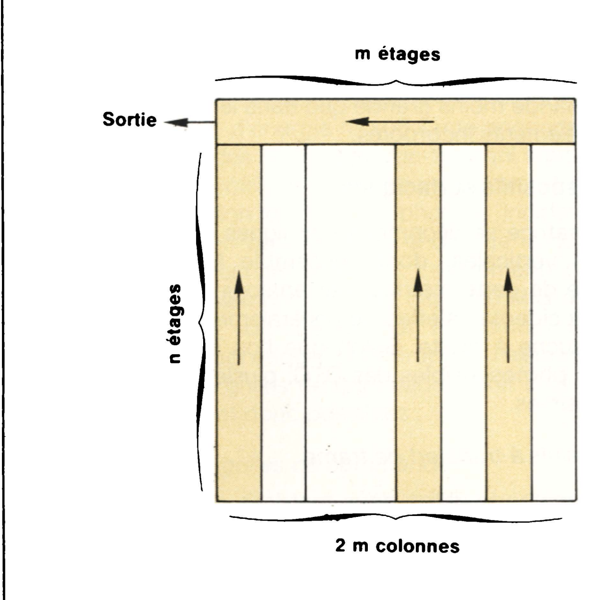


Fig. 31.

Conclusion

L'idée de base de déplacer un puits de potentiel le long de la surface d'un semi-conducteur a conduit à une grande quantité de structures de dispositifs à transfert de charges et à la diversité des applications dans deux grands domaines qui sont le traitement du signal et les « photosenseurs ».

Ils ont fait l'objet d'un développement particulier en tant que :

– lignes à retard dans le traitement de signaux vidéo, radar et sonar, dans l'oscilloscopie, et, dans le domaine grand public ;

– filtres transverses dans le traitement de signaux téléphoniques, radar et sonar, et dans la synthèse de la parole ;

– mémoires numériques et mémoires analogiques de trame en télévision ;

– photosenseurs linéaires à haute résolution pour la télécopie, le fac-similé et la reconnaissance de formes ;

– photosenseurs surfaciques, où, grâce à leur haute intégration et leur bas niveau de lumière, ils permettent la réalisation de caméras analogiques ou numériques.

Le développement de ces dispositifs se poursuit toujours actuellement dans le sens d'améliorer leurs caractéristiques générales : bruit, linéarité, dynamique et inefficacité de transfert. Pour cela, l'utilisation de nouveaux matériaux semi-conducteurs tel que le GaAs est envisagée. Des dispositifs à transfert en déplétion sont actuellement développés et permettent de conserver une faible inefficacité de transfert même en haute fréquence, tout en présentant une dynamique intermédiaire entre les dispositifs à transfert en surface et les dispositifs à transfert en volume.

C. Santinelli

Bibliographie

[1] *L. Audaire :* Dispositifs à transfert de charges. *Techniques de l'ingénieur,* 1982, N° E2210, pp. 1-20.

[2] *J.-L. Berger :* Comparaison des performances des dispositifs BBD et CCD appliqués aux senseurs optiques. *L'onde électrique,* 1974, vol. 54, n° 7, pp. 331-342.

[3] *J.-L. Berger, M. Blamoutier, J.-L. Coutures, P. Descure et Y. Thenoz :* Les dispositifs à transfert de charge. *Revue technique Thomson-CSF,* 1980, vol. 12, n° 1, pp. 5-69.

[4] *P. Cœure, J.-M. Brice, D. Mauduit et E. Mackowiak :* Analyse et comparaison des possibilités d'emploi des mémoires à bulles et à transfert de charges, 2e partie : Mémoires à transfert de charges. *L'onde électrique,* 1978, vol. 58, n° 4, pp. 312-318.

[5] *B. Dessertine, N. Lakhoua et R. Poirier :* Un registre à décalage de 128 bits à transfert de charges. *L'onde électrique,* 1974, vol. 54, n° 7, pp. 325-330.

[6] *H. Lilen :* Circuits intégrés MOS et C.MOS. *Editions Radio,* Paris, 1976, pp. 130-152.

[7] *R. Poirier :* Les dispositifs semi-conducteurs à transfert de charge. *Revue technique Thomson-CSF,* 1973, vol. 5, n° 1, pp. 33-48.

[8] *C.-H. Sequin et M.-F. Thompsett :* Charge transfer devices. *Academic Press,* London, 1975.

[9] *M.-J.-J. Theunissen :* Charge transfert devices. Part 1. Physical principles. *L'onde électrique,* 1974, vol. 54, n° 7, pp. 317-324. Charge transfert devices. Part 2. Applications. *L'onde électrique,* 1974, vol. 54, n° 8, pp. 405-413.

[10] *D. Woehrn :* Principe des dispositifs de prise de vue dans le solide et perspectives du transfert de charge. *L'onde électrique,* 1974, vol. 54, n° 7, pp. 343-348.



Critères de fiabilité des circuits intégrés

Notre revue a récemment consacré une série d'articles aux technologies et aux méthodes de fabrication des circuits intégrés. Bien que n'étant pas du même auteur, cet article s'inscrit dans la lignée des précédents, et a pour but de donner à l'utilisateur des notions générales concernant les problèmes de qualité et de fiabilité.

Nous commencerons par rappeler certains éléments de probabilités utilisés en fiabilité, puis nous examinerons les problèmes posés par l'échantillonnage et l'essai des composants ; nous étudierons en particulier les conséquences du test des composants sur le coût d'un produit, car il s'agit d'un facteur important pour l'utilisateur. Nous terminerons enfin en essayant de dégager quelques axes d'évolution du test des composants.

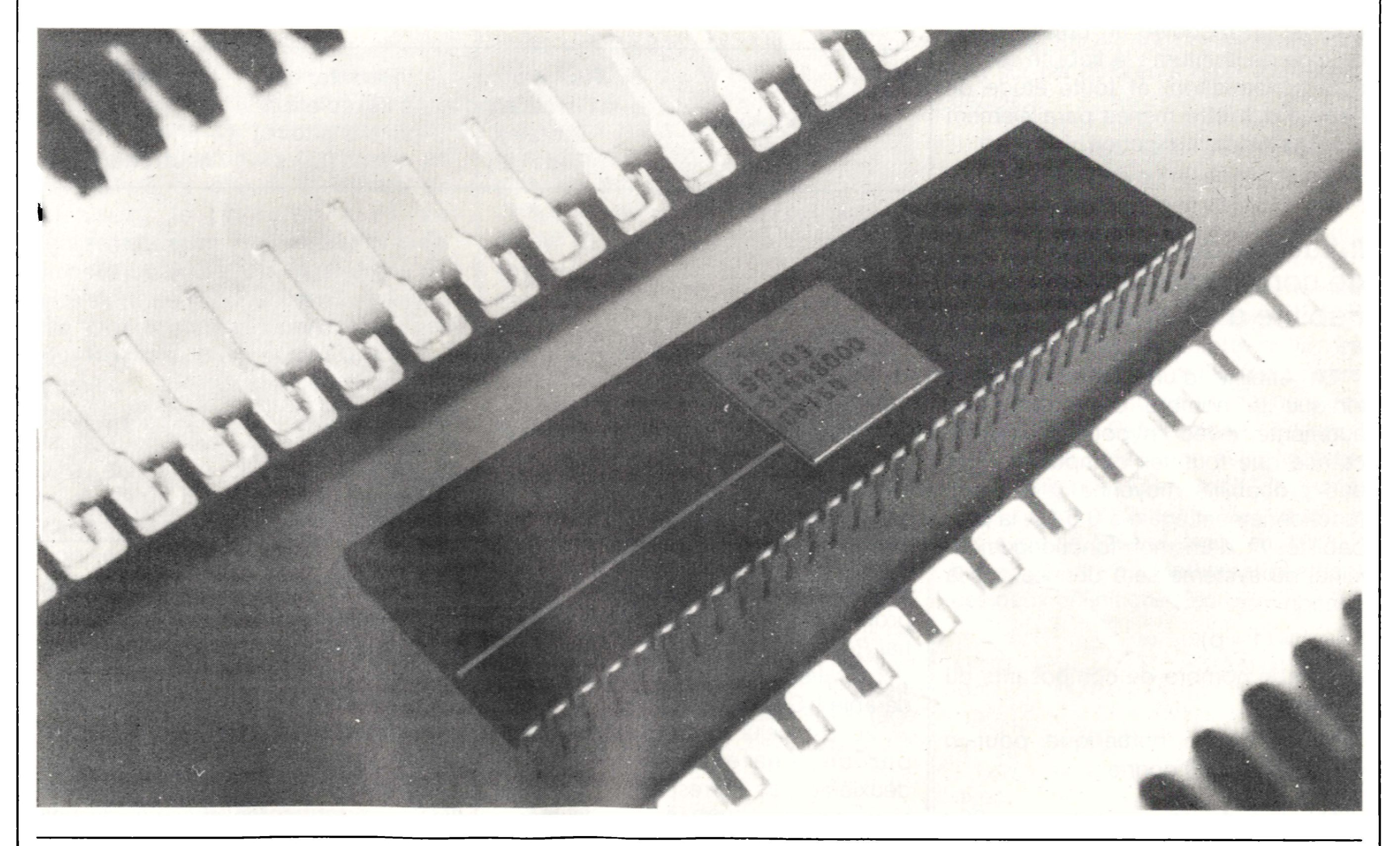


Photo A. – L'intégration à très grande échelle impose une étude sérieuse de la fiabilité (microprocesseur Signetics-RTC).

Généralités

Un composant idéal devrait présenter des caractéristiques mécaniques et électriques parfaites, une durée de vie quasiment infinie et une défaillance finale nette. L'expérience montre que cela n'est pas vrai : un composant peut être trouvé mauvais dès sa fabrication, et l'on est obligé d'admettre certaines tolérances sur les caractéristiques initiales ; la durée de vie d'un composant n'est pas infinie, et le vieillissement provoque une dégradation progressive qui se traduit souvent par des défauts transitoires avant arrêt total du fonctionnent.

Les problèmes de qualité et de fiabilité ne présentent que peu d'importance pour l'amateur, qui n'utilise que peu de composants à la fois et pour qui un non-fonctionnement n'entraîne pas, en général, de conséquences catastrophiques. Il n'en est pas de même pour la fabrication en série d'appareils électroniques, où le nombre de composants employés est important, et où une panne en fonctionnement peut avoir de lourdes conséquences ; le paragraphe ci-après montre d'ailleurs l'influence du nombre de composants sur la fiabilité d'un appareil en fabrication industrielle. La fiabilité d'un dispositif est donc une qualité intrinsèque, qui ne peut pas être rajoutée après coup comme on recouvre un boîtier d'une couche de peinture : la fiabilité est liée à la construction, et toute étude de fiabilité doit être menée parallèlement aux études de fabrication.

Influence du nombre de composants sur la fiabilité d'un produit

La fiabilité d'un système décroît lorsque le nombre de composants augmente. Avec l'hypothèse simplificatrice que tous les composants ont une probabilité moyenne p de non-fonctionnement égale à 0,3 %, la probabilité P d'un non-fonctionnement initial du système sera donnée par la relation :

$$P = 1 - (1 - p)^n$$

n étant le nombre de composants du système.

L'application numérique pour n = 20 et n = 500 donne :

- Nombre de composants n = 20 : probabilité de non-fonctionnement initial P = 0,058 = 5,8 %.
- Nombre de composants n = 500 : probabilité de non-fonctionnement initial P = 0,777 = 77,7 %.

La différence de fiabilité est considérable ! Schématiquement, le cas n = 20 est celui du montage effectué par un amateur, tandis que le deuxième cas correspond à un montage industriel ; en utilisant le même type de composants, le montage d'amateur aura beaucoup plus de chances de fonctionner du premier coup que la réalisation industrielle. De plus, à cause du nombre d'exemplaires fabriqués, la probabilité de non-fonctionnement d'une fabrication industrielle sera effectivement vérifiée, tandis que l'amateur qui achète ses composants à l'unité et en quantité limitée a toutes les chances de voir son montage fonctionner immédiatement.

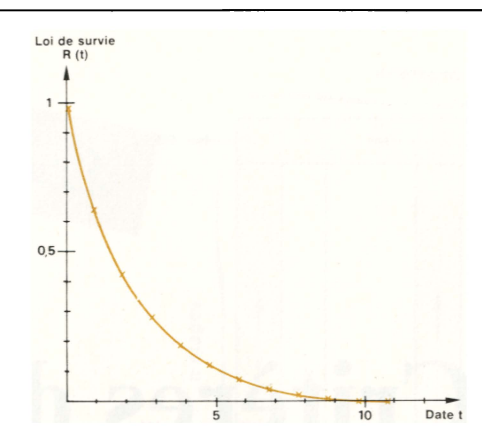


Fig. 1.

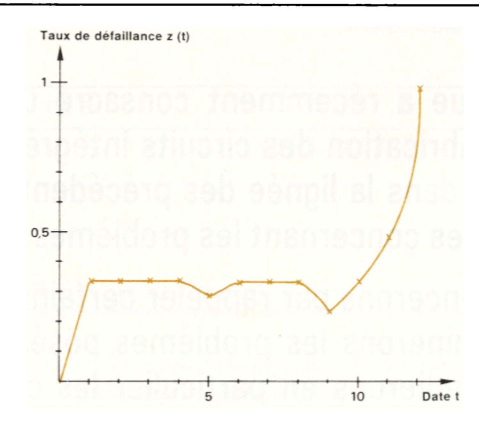


Fig. 2.

Tableau 1.

Technologie	Résistance à l'irradiation (totale) Rads (Si)	Résistance à l'irradiation (en transitoire) Rads (Si)/s	Résistance aux neutrons neutrons/cm²
BIPOLAIRE			
TTL/STTL	1×10^6	1×10^7	1×10^{14}
ECL	1×10^7	3×10^8	1×10^{15}
I²L	4×10^6	2×10^8	1×10^{14}
Linéaire	1×10^4	1×10^6	1×10^{12}
Isolation diélectrique	1×10^8	1×10^{10}	1×10^{14}
MOS			
N.MOS	7×10^2	3×10^6	1×10^{15}
C.MOS	3×10^3	3×10^7	1×10^{15}
C.MOS/RH	1×10^7	5×10^8	1×10^{16}
C.MOS/SOS/RH	1×10^6	5×10^9	1×10^{15}

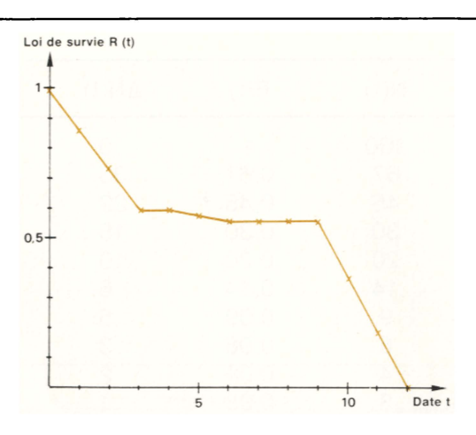


Fig. 3.

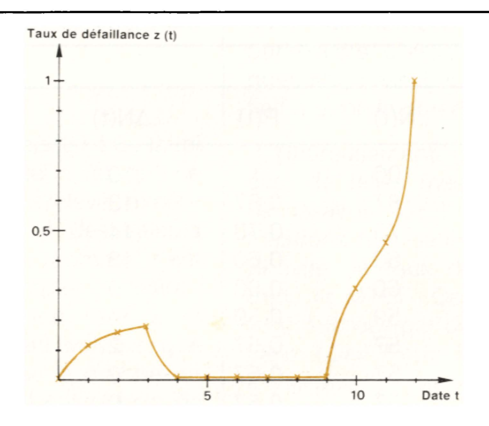


Fig. 4.

Quelle que soit la nature d'un système (composant, plaque, réalisation industrielle), sa fiabilité dépend de nombreux facteurs et tout d'abord du milieu d'utilisation : température, hygrométrie, substances corrosives, accélérations et chocs, radiations nucléaires ; le paragraphe suivant indique d'ailleurs l'influence des radiations nucléaires sur la fiabilité des dispositifs à semi-conducteurs. La fiabilité d'un système dépend également du nombre d'éléments employés, comme il a été dit précédemment. La fiabilité dépend enfin des procédés de fabrication utilisés, et du soin apporté à la fabrication : il est impossible, en effet, de produire des composants de qualité avec un rendement de fabrication (en anglais, « yield ») acceptable sans des procédés de fabrication soignés.

Influence des radiations nucléaires sur la fiabilité des composants actifs

Les premières études concernant la dégradation des circuits intégrés par la radio-activité datent du début des années 60, avec l'apparition des premiers circuits intégrés et leur utilisation dans des programmes militaires ou spatiaux (c'est souvent pareil). De nombreux travaux ont été menés par la suite sur ce même sujet, et l'on se souvient de la polémique récente sur l'influence du rayonnement « α » naturel sur les mémoires dynamiques 64 K (« soft errors »).

Bien qu'utilisant des porteurs minoritaires, les technologies bipolaires sont globalement moins sensibles aux radiations, car la conduction se fait dans le volume du semi-conducteur, tandis qu'en MOS elle a lieu en surface ; à l'intérieur des technologies bipolaires, ce sont les circuits à isolation diélectrique qui présentent les meilleures caractéristiques. Pour les technologies MOS, les circuits C.MOS (« radiation hardened C.MOS ») offrent la meilleure résistance aux radiations et possèdent sur le bipolaire l'avantage d'une consommation dérisoire.

Le **tableau 1** donne la résistance aux radiations pour différentes technologies.

Rappel de probabilités appliquées à la fiabilité

Dans tout ce qui suit, les bases du calcul des probabilités seront supposées connues.

L'expérience montre que la première loi de *Murphy* est toujours vérifiée : « si un système peut avoir une défaillance, celle-ci se produira forcément » ; rappelons que les lois de *Murphy,* initialement développées pour la rédaction de programmes, se sont révélées valables dans tous les domaines de la conception, et on ne comprend pas qu'elles ne fassent pas partie de la formation générale de tout ingénieur. On appelle *défaillance* d'un système la fin de l'aptitude à accomplir sa fonction, et selon les cas, on distingue entre défaillance totale et partielle : une *défaillance totale* empêche tout fonctionnement, tandis qu'une *défaillance partielle* permet un fonctionnement dégradé ; pour donner un exemple, une panne de compresseur sur un réfrigérateur constitue une défaillance totale, alors que le non-fonctionnement de l'éclairage lors de l'ouverture de la porte n'est qu'une défaillance partielle. Afin d'assurer la plus grande durée de vie possible à un système, la défaillance d'un élément peut être masquée par l'utilisation de la redondance ; nous reviendrons plus loin sur les différents types de redondance.

Deux termes sont très utilisés en fiabilité : la *Moyenne des Temps de Bon Fonctionnement* (MTBF) et le *taux de défaillance.* La MTBF désigne le nombre d'heures séparant en moyenne deux défaillances consécutives dans un lot d'éléments identiques ; on notera que cette notion est désignée en anglais par la même abréviation, mais avec un sens plus précis *(Mean Time Between two Failures).* Le taux de défaillance est le nombre de défaillances par unité de temps dans un lot d'éléments identiques, et est exprimé généralement en $10^{-3} \cdot h$ ou en $10^{-6} \cdot h$. Mathématiquement, ces deux définitions s'écrivent :

$$\text{MTBF} = \frac{1}{N(0)} \sum_{t=1}^{\infty} t \cdot \Delta N(t)$$

$$\simeq \int_0^{\infty} t \cdot f(t)\,dt$$

avec

N(0) = nombre initial d'éléments du lot

$\Delta N(t)$ = variation du nombre d'éléments entre deux observations

$$f(t) = \frac{-dR}{dt}$$

taux de défaillance

$$z(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{-1}{R} \cdot \frac{dR}{dt}$$

R (t) est la *loi de survie* d'un matériel en fonction du temps t écoulé depuis sa mise en service. R(t) est une fonction décroissante du temps, car, en général, il n'y a pas de « résurrection » du matériel ; R(t) vaut 1 à l'instant initial t = 0, et tend vers 0 losque t augmente. Mathématiquement, R(t) est la valeur normalisée du nombre d'éléments N(t) subsistant à la date *t*, ce qui s'écrit :

$$R(t) = \frac{N(t)}{N(0)} \Rightarrow f(t) = \frac{\Delta N(t)}{N(0)}$$

On verra plus loin **(tableaux 2 et 3, figures 1 à 4)** deux exemples de lois de survie : la première correspond à l'usure d'un matériel en fonction du temps et peut être exprimée par une loi de *Weinbull* de paramètre β = 2 et z = 5 ; la seconde loi est très fréquente en électronique et donne la fameuse courbe en baignoire, que nous allons préciser.

Tableau 2

Date t	N(t)	R(t)	ΔN(t)	f(t)	z(t)
0	100	1	0	0	0
1	67	0,67	33	0,33	0,33
2	45	0,45	22	0,22	0,33
3	30	0,30	15	0,15	0,33
4	20	0,20	10	0,10	0,33
5	14	0,14	6	0,06	0,30
6	9	0,09	5	0,05	0,36
7	6	0,06	3	0,03	0,33
8	4	0,04	2	0,02	0,33
9	3	0,03	1	0,01	0,25
10	2	0,02	1	0,01	0,33
11	1	0,01	1	0,01	0,5
12	0	0	1	0,01	1

Tableau 3

Date t	N(t)	R(t)	ΔN(t)	f(t)	z(t)
0	100	1	0	0	0
1	87	0,87	13	0,13	0,13
2	73	0,73	14	0,14	0,16
3	60	0,60	13	0,13	0,18
4	60	0,60	0	0	0
5	59	0,59	1	0,01	0,02
6	57	0,57	2	0,02	0,03
7	57	0,57	0	0	0
8	57	0,57	0	0	0
9	56	0,56	1	0,01	0,02
10	38	0,38	18	0,18	0,32
11	20	0,20	18	0,18	0,47
12	0	0	20	0,20	1

avec $R(t) = \frac{N(t)}{N(0)}$ $f(t) = \frac{\Delta N(t)}{N(0)}$ $z(t) = \frac{f(t)}{R(t)}$

Un cas particulier : la courbe « en baignoire »

Différentes expressions analytiques sont employées pour paramétrer la loi de survie R(t) d'un matériel : loi « Gamma », loi Gaussienne, loi de *Weinbull*, loi exponentielle. Pratiquement, les deux dernières sont les plus utilisées. La loi de *Weinbull* caractérise la survie d'un matériel usagé et est définie mathématiquement par :

$$R(t) = e^{(-\frac{t}{z})\beta}$$

– z est le paramètre de durée de vie et représente le temps pour lequel la fiabilité vaut 0,37.

– β est le facteur de forme, ainsi appelé car sa valeur modifie considérablement l'allure de la courbe R(t).

La courbe « en baignoire » tire son nom de la forme de la courbe représentative de la loi de survie R(t). De la même manière que pour une population humaine, le taux de défaillance est très élevé durant la jeunesse et la vieillesse ; ce taux se stabilise à une valeur approximativement constante durant la période de vie utile du système. Des exemples de « courbe en baignoire » sont donnés dans les exemples ci-après.

Relevé expérimental d'une loi de survie

On met en service à la date initiale t = 0 un ensemble de 100 matériels identiques, qui sont utilisés sous le même environnement.

A des dates *t* équidistantes, on relève le nombre d'éléments survivants, que l'on reporte dans les **tableaux 2 et 3**.

Les **figures 1 et 2** donnent une représentation graphique relative au **tableau 2**, tandis que les **figures 3 et 4** se rapportent au **tableau** 3.

L'ensemble des résultats des **figures 1 et 2** correspond à une loi de *Weinbull :*

$R(t) = e^{(-\frac{t}{z})\beta}$ de paramètres β = 2 et z = 5.

L'ensemble des résultats des **figures 3 et 4** correspond à une loi exponentielle :

$R(t) = e^{-\lambda t}$
avec $\lambda \simeq 0{,}012$

A l'intérieur de la partie linéaire de la courbe en baignoire **(fig. 5)**, le taux de défaillance peut être considéré comme constant, de sorte que l'on a :

$z(t)$ = constante = λ

Par intégration, on en tire $R(t) = e^{-\lambda t}$, d'où le nom de loi exponentielle également donné à la courbe en baignoire. Dans ces conditions, le taux de défaillance λ est relié à la MTBF par une relation simple, que

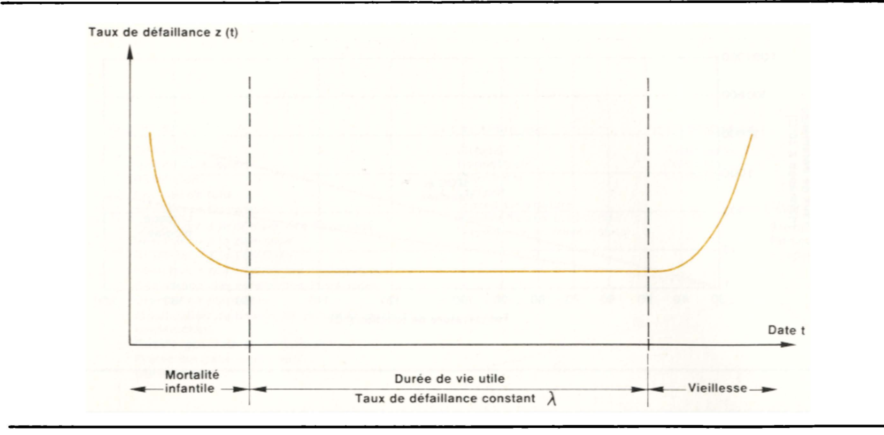


Fig. 5.

l'on trouve dans toute la littérature spécialisée :

$$\lambda = \frac{1}{MTBF}$$

Il faut, toutefois, rappeler que la loi de survie exponentielle n'est qu'une idéalisation, et qu'un relevé expérimental peut conduire à des valeurs légèrement différentes, comme c'est le cas dans nos exemples ci-avant ; d'autre part, la relation liant λ et MTBF n'est strictement valable que dans la partie plane de la courbe représentant R(t), et tout calcul hors de ces limites n'a rigoureusement aucun sens.

La détermination du taux de défaillance λ et de la MTBF est obtenue par de nombreux essais. Dans le cas idéal, il faudrait effectuer des mesures durant un temps infini de manière à mettre en évidence toutes les causes de défaillance. Pour des raisons évidentes de coût, une telle procédure d'essais n'est pas possible dans la réalité, et l'on est contraint de fixer une limite aux mesures en jouant sur les paramètres que sont le temps d'observation et le nombre de défaillances : l'essai peut être arrêté après un certain nombre de défaillances, on parle alors d'*essai censuré ;* réciproquement, l'essai est *tronqué* si on définit a priori la durée de mesure.

Heureusement, dans la plupart des cas, de telles mesures ne sont pas nécessaires, car il existe des paramétrisations très satisfaisantes pour déterminer le taux de défaillance λ et donc la MTBF. Ces paramétrisations sont publiées par des organismes officiels (*CNET* en France, *JAN* aux Etats-Unis) et font intervenir des coefficients déterminés expérimentalement selon les méthodes décrites au paragraphe précédent. On donne **au tableau 4** une formule d'évaluation du taux de défaillance λ d'un système selon la norme américaine MIL-HBK-217 C.

Le paragraphe suivant va nous donner les divers taux de défaillance dans le cas de deux versions différentes de l'amplificateur opérationnel LM 108 A utilisées dans des environnements variés ; nous réexaminerons les conséquences du taux de défaillance sur le coût de réparation dans le paragraphe « coût du test industriel ».

Détermination d'un taux de défaillance selon la norme MIL-HBK-217 C

Les références militaires du LM 108 A selon la norme américaine MIL-M-38510 sont : JM 10104, suivi d'un suffixe en fonction de la classe d'application (on trouvera la définition de ces classes au chapitre « normalisation du test industriel »). Par application de la formule donnée par la norme MIL-HBK-217 C, on obtient le taux de défaillance en 10^{-6} · heures, d'où la MTBF :

– Cas 1 : classe C (suffixe CGC) ; environnement protégé à terre

$$\lambda = 1{,}0 \times 16\,[(0{,}0071 \times 0{,}24) + (0{,}016 \times 0{,}2)] = 0{,}0785 \Rightarrow \text{MTBF} = 12\,738\,853 \text{ heures}$$

– Cas 2 : classe B (suffixe BGC) ; environnement protégé à terre

$$\lambda = 1{,}0 \times 2\,[(0{,}0071 \times 0{,}24) + (0{,}016 \times 0{,}2)] = 0{,}0098 \Rightarrow \text{MTBF} = 102\,040\,810 \text{ heures}$$

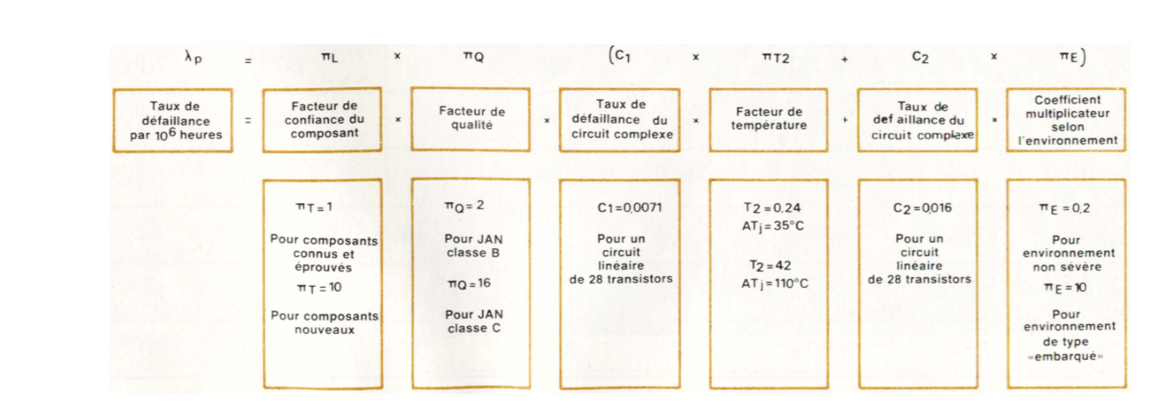
– Cas 3 : classe B (suffixe BGC) ; système embarqué sur chaloupe

$$\lambda = 1{,}0 \times 2\,[(0{,}0071 \times 0{,}42) + (0{,}016 \times 20)] = 0{,}9164 \Rightarrow \text{MTBF} = 1\,091\,226 \text{ heures}$$

De telles valeurs de MTBF peuvent paraître considérables, mais elles sont nécessaires compte-tenu du nombre de composants employés. Avec l'hypothèse simplificatrice d'un système utilisant 10 000 amplis LM 108 A, on trouve respectivement des MTBF égales à :

- Cas 1 : 1 273 heures (53 jours),
- Cas 2 : 10 204 heures (425 jours),
- Cas 3 : 109 heures (4 jours 1/2).

Tableau 4.



$\lambda_p = \pi_L \times \pi_Q \times (C_1 \times \pi_{T2} + C_2 \times \pi_E)$

λ_p	π_L	π_Q	C_1	π_{T2}	C_2	π_E
Taux de défaillance par 10^6 heures	Facteur de confiance du composant	Facteur de qualité	Taux de défaillance du circuit complexe	Facteur de température	Taux de défaillance du circuit complexe	Coefficient multiplicateur selon l'environnement
	$\pi_T = 1$ Pour composants connus et éprouvés $\pi_T = 10$ Pour composants nouveaux	$\pi_Q = 2$ Pour JAN classe B $\pi_Q = 16$ Pour JAN classe C	$C_1 = 0{,}0071$ Pour un circuit linéaire de 28 transistors	$T_2 = 0{,}24$ $\Delta T_j = 35°C$ $T_2 = 42$ $\Delta T_j = 110°C$	$C_2 = 0{,}016$ Pour un circuit linéaire de 28 transistors	$\pi_E = 0{,}2$ Pour environnement non sévère $\pi_E = 10$ Pour environnement de type «embarqué»

Rôle du test industriel

Historiquement, les premières recherches sur la fiabilité ont été effectuées dans un but militaire lors de la dernière guerre mondiale, et pendant longtemps les questions de fiabilité sont restées le domaine réservé des applications militaires et aérospatiales, souvent identiques d'ailleurs ; le meilleur exemple d'une bonne maîtrise des problèmes de fiabilité est donné par les programmes spatiaux : les objets satellisés ne sont pas repérables ou ne le sont qu'à un coût exhorbitant, des vies humaines sont mises en jeu, etc. Sous l'influence de ces techniques de pointe, dans un premier temps, puis à la demande d'un nombre croissant d'utilisateurs, un mouvement analogue a suivi dans l'industrie. Ces deux exigences – militaire et industrielle – ont conduit à des études poussées sur la fiabilité, la qualité et la standardisation des composants électroniques.

Quelle que soit la classification d'un circuit intégré (usage commercial, industriel ou militaire), sa fabrication se fait toujours selon les mêmes procédés : épitaxie, dopage, lithographie. La différence entre circuits qualifiés commerciaux, industriels ou militaires vient de contrôles supplémentaires apportés lors de la fabrication et de la nature des tests subis ; ces tests sont de plus en plus intensifs avec le degré de fiabilité désiré, ce qui diminue d'autant le rendement de fabrication et doit être répercuté sur les prix. La différence entre classes de circuits intégrés résulte donc d'un simple tri (en anglais, « screening ») après fabrication.

Le test industriel a deux buts, proches mais non synonymes, qui sont deux moyens d'exprimer les caractéristiques d'un produit :

– *qualité :* détermination des produits non conformes. La qualité correspond au respect des caractéristiques à court terme ;

– *fiabilité :* (en anglais, « reliability ») : détermination de l'influence du vieillissement. La fiabilité conditionne le respect des caractéristiques à long terme.

Ces deux critères en amènent un troisième, la *standardisation* qui porte elle-même sur deux points :

– standardisation des composants : un composant non standardisé indique généralement une technique nouvelle, donc à priori moins fiable ;

– standardisation des méthodes de mesure, afin d'obtenir des résultats comparables lors de la mesure de composants différents.

Qualité et fiabilité

Dans le cas très fréquent en électronique d'une « courbe en baignoire », les tests de qualité ont pour but d'éliminer les composants mauvais ou douteux, situés dans la première partie de la courbe. En effet, de nombreuses défaillances sont liées à la « mortalité infantile » et se manifestent au moment de l'assemblage du test-système ou de la mise en service ; l'élimination de ces défaillances ne peut se faire que sous des conditions réelles, en phase de test. Le test de qualité est donc soumis à deux impératifs contradictoires : il doit être suffisamment intensif pour assurer la conformité des composants subsistants, mais il ne doit pas abréger leur durée de vie utile ou modifier leurs caractéristiques.

Le rôle des essais de fiabilité est de mesurer la durée de vie utile d'un produit, sous les conditions « normales » de l'utilisateur et sous contraintes accélérées. Le test sous les conditions de l'utilisateur permet de vérifier l'adéquation du produit à ses besoins, toutefois il faut savoir que les contraintes de l'utilisateur ne sont pas toujours optimales : ainsi, des mesures effectuées sur un téléviseur doivent tenir compte des variations de tension secteur (± 20 % dans certains endroits), des erreurs possibles de manipulation, etc. Pour tenir compte de ces

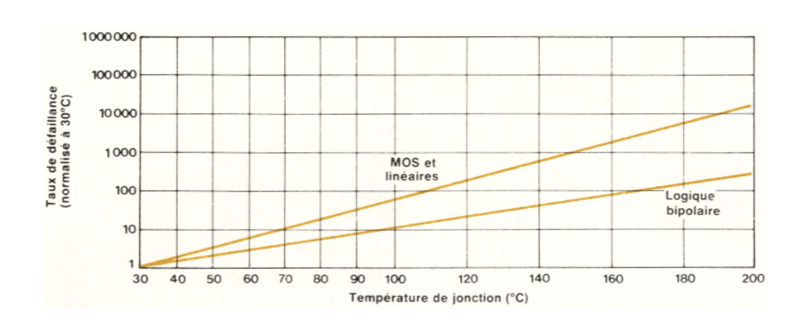


Fig. 6.

Tableau 5

		Températures de jonction (conditions normales)							
		25°C	40°C	45°C	50°C	55°C	60°C	70°C	85°C
Température	125°C	942 ×	255 ×	170 ×	114 ×	77 ×	54 ×	26 ×	9,7 ×
de	130°C	1218 ×	330 ×	219 ×	148 ×	101 ×	69 ×	34 ×	12,6 ×
jonction	135°C	1559 ×	422 ×	281 ×	189 ×	129 ×	89 ×	44 ×	16 ×
sous	140°C	1984 ×	537 ×	357 ×	240 ×	164 ×	113 ×	55 ×	20,5 ×
test	145°C	2510 ×	680 ×	452 ×	304 ×	207 ×	143 ×	70 ×	26 ×
accéléré	150°C	3159 ×	855 ×	569 ×	383 ×	261 ×	180 ×	88 ×	32,7 ×

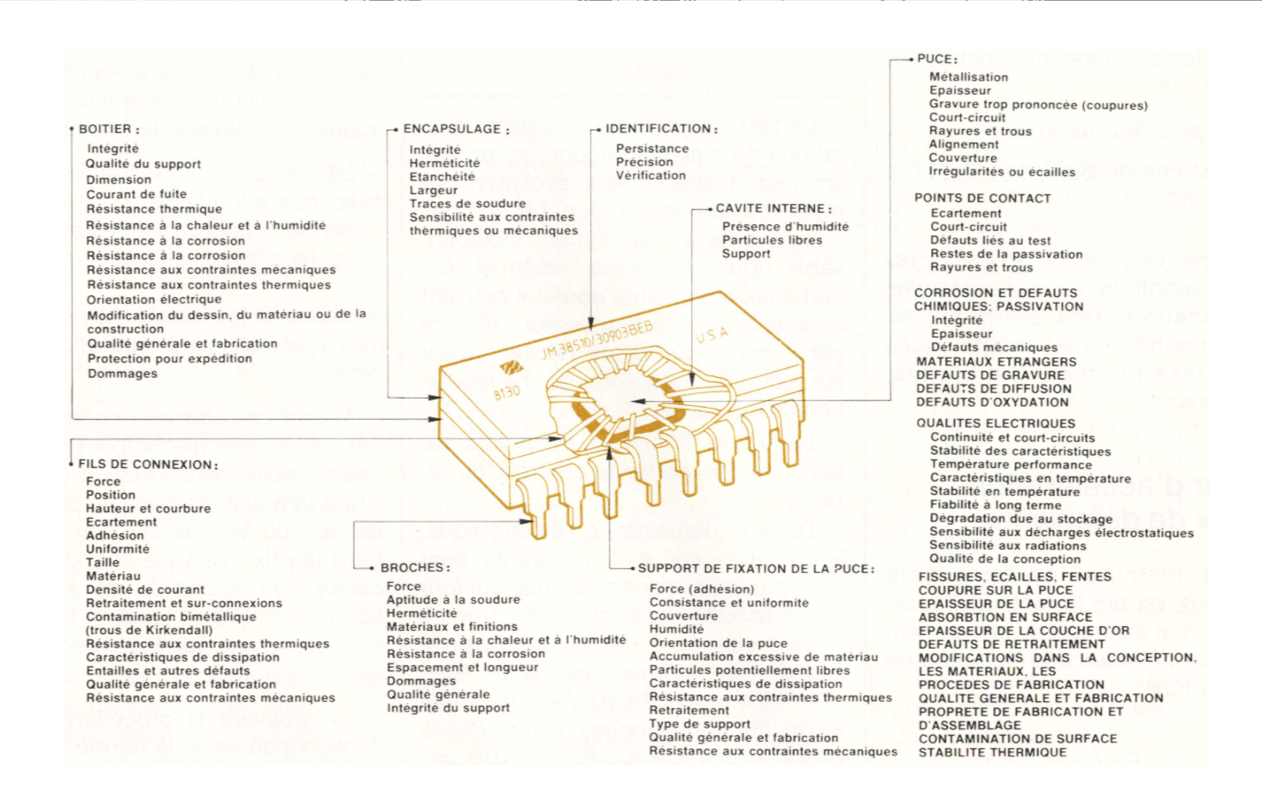


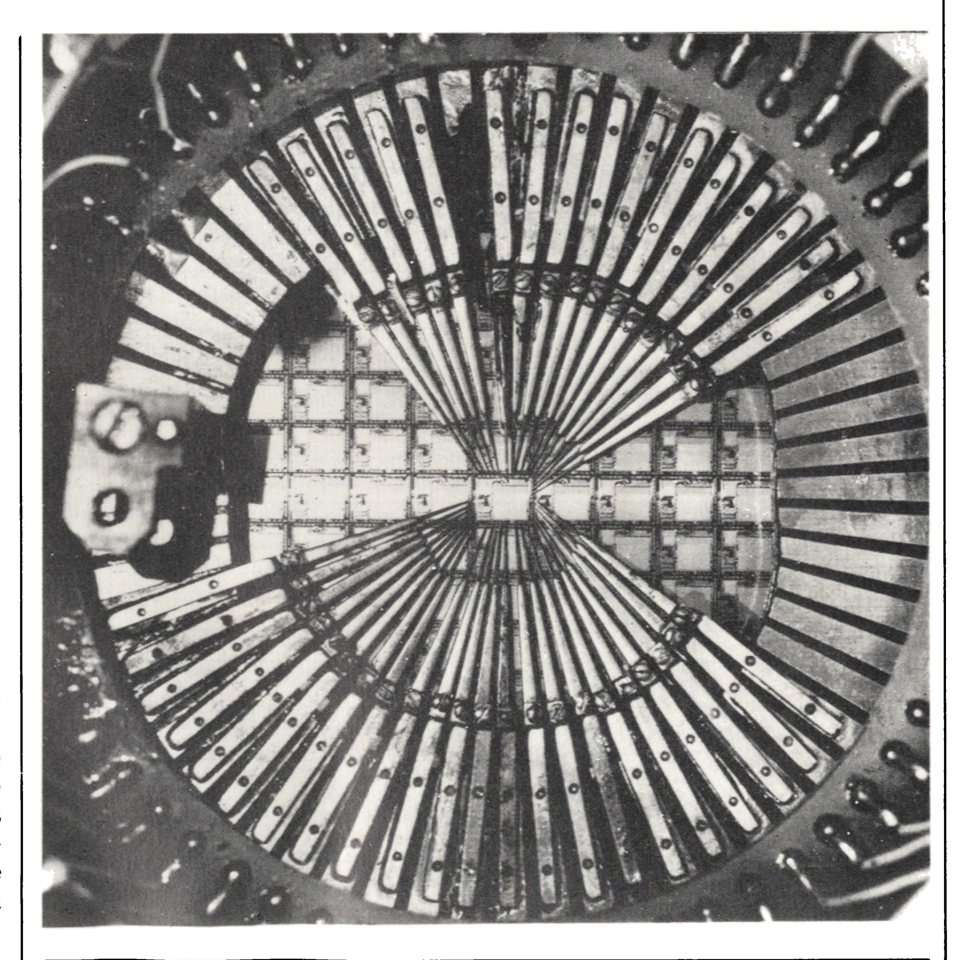
Fig. 7.

facteurs on utilise généralement le test sous contraintes accélérées.

Ce mode d'essais implique une analyse soignée des causes possibles de défaillance et conduit à l'élaboration d'un modèle théorique qui permet de suivre l'évolution des défauts en fonction de différentes contraintes. Il faut cependant se garder de trop accélérer les contraintes d'un essai, car la cause qui provoque une défaillance sous contraintes réduites ne donne pas forcément la même défaillance sous contraintes accélérées : ainsi, l'augmentation de la température d'un circuit intégré accélère la dégradation par migration ionique, mais une trop forte température conduira à la destruction du boîtier avant celle de la puce !

En micro-électronique, la plupart des défaillances proviennent de réactions physico-chimiques à l'intérieur du circuit, dont la vitesse d'évolution dépend de l'énergie d'activation et de la température. La modélisation de ces réactions utilise les formules d'*Arrhénius*, originellement développées vers 1880 pour décrire la vitesse d'évolution de réactions chimiques. La formule fondamentale est :

$$MTBF_1 = MTBF_2 \exp \frac{E}{K}\left(\frac{1}{\Theta_1} - \frac{1}{\Theta_2}\right)$$



Un équipement de test automatique d'une puce de circuit intégré complexe (doc. ITT-Semiconducteurs).



avec :

θ_1, θ_2 = températures de jonction exprimées en °K

E = énergie d'activation en eV

K = constante de *Boltzman* (8,617 × 10^{-3} eV/°K).

C'est par ce procédé qu'il est possible de garantir le temps de rétention des informations dans une REPROM. Le paragraphe suivant montre quelques conséquences du modèle d'*Arrhénius*.

Facteur d'accélération du taux de défaillance

De la formule fondamentale d'*Arrhénius*, on tire le facteur d'accélération *F*, qui indique l'accroissement du taux de défaillance en fonction de la température :

$$F = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \exp \frac{E}{K} \left(\frac{1}{\theta_2} - \frac{1}{\theta_1} \right)$$

avec $\lambda = \dfrac{1}{MTBF}$

La courbe de la **figure 6** donne l'accroissement du taux de défaillance en fonction de la température.

Le **tableau 5** indique le facteur d'accélération *F* en fonction de la température : il s'agit en fait des résultats précédents exprimés sous une autre forme.

Normalisation du test des composants

Le test de ses produits permet à un fabricant de semi-conducteurs de suivre leur qualité et leur évolution par rapport à la concurrence. Le test des composants est également indispensable pour l'utilisateur industriel, car certains composants douteux peuvent avoir échappé au fournisseur ; d'autre part, des composants peuvent avoir été endommagés lors de manipulations successives.

La **figure 7** indique les points sur lesquels doit porter le contrôle du fabricant.

Dans le domaine de l'électronique, les critères les plus exigeants sont fixés par les normes militaires, qui font de ce fait référence, les autres normes n'étant somme toute qu'un sous-ensemble des normes militaires. Bien que des normalisations officielles aient été développées dans divers pays européens (BS 9 000 en Grande-Bretagne par exemple...), pratiquement les normes américaines sont les plus répandues sous nos latitudes, et ce sont donc elles que nous étudierons.

Deux normes sont utilisées pour les composants militaires, datant toutes deux de 1968. Le programme MIL-C-38 510, également baptisé « JAN-IC programm (*) » définit la standardisation et la nomenclature militaire des composants. La norme MIL-STD-883, déjà citée à plusieurs reprises, traite plus spécialement de la fiabilité et distingue trois classes de composants :

– *classe C* pour systèmes à terre avec réparation facile ;
– *classe B* pour systèmes embarqués avec réparation difficile ou impossible ;
– *classe S* (ex-classe A) pour systèmes spatiaux avec réparation impossible.

Toutes ces classes (y compris la *C*) ont une fiabilité bien supérieure à celle des produits commerciaux courants : il faut dire que les circuits sont inspectés à 100 %, ce qui se manifeste dans le prix ! Chaque changement de classe correspond à une augmentation du nombre de tests, et la classe *S* représente une fiabilité presque absolue.

On trouvera la procédure détaillée d'inspection selon la norme MIL-STD-883, qu'il était fastidieux d'exposer ici, ainsi que d'autres renseignements dans la littérature spécialisée (voir bibliographie en fin d'article).

Notions d'AQL et de LTPD

Le contrôle des composants a pour but d'éliminer le maximum de causes de défaillances à un coût acceptable pour l'utilisateur : ce coût est très

(*) JAN : Joint Army Navy, marque déposée certifiant qu'un composant a été fabriqué et testé selon les procédures militaires américaines.

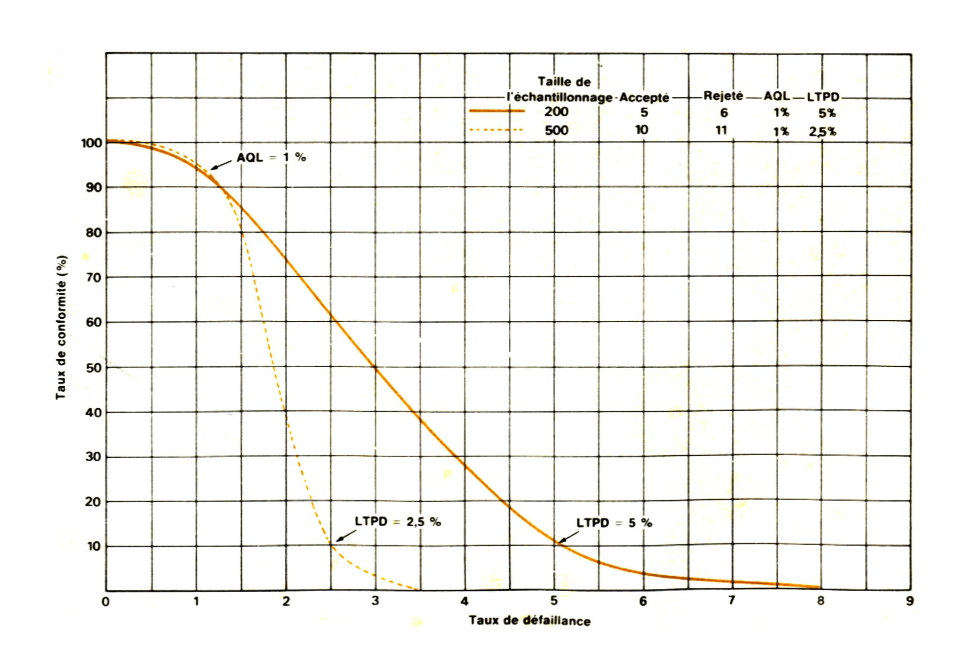
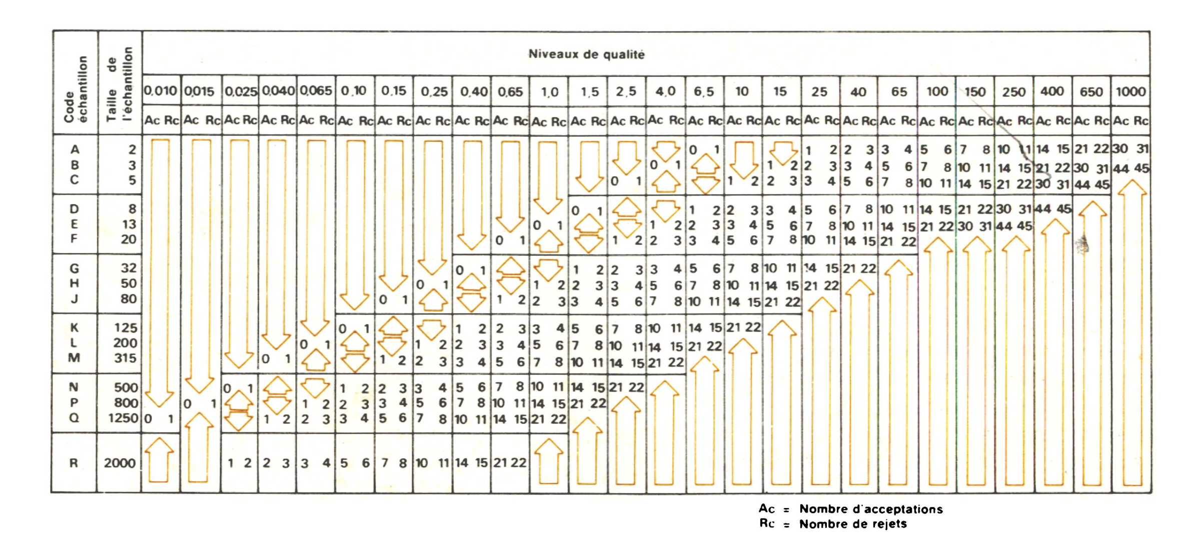


Fig. 8.

Tableau 6.



Code échantillon	Taille de l'échantillon	0,010	0,015	0,025	0,040	0,065	0,10	0,15	0,25	0,40	0,65	1,0	1,5	2,5	4,0	6,5	10	15	25	40	65	100	150	250	400	650	1000
		Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc	Ac Rc
A	2	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↓	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	30 31
B	3	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	30 31	44 45
C	5	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	30 31	44 45	↑
D	8	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	30 31	44 45	↑	↑
E	13	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	30 31	44 45	↑	↑	↑
F	20	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑
G	32	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
H	50	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
J	80	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
K	125	↓	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
L	200	↓	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
M	315	↓	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
N	500	↓	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
P	800	↓	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
Q	1250	0 1	↑	↓	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
R	2000	↑	↑	1 2	2 3	3 4	5 6	7 8	10 11	14 15	21 22	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑

Ac = Nombre d'acceptations
Rc = Nombre de rejets

élevé pour un système spatial, où la probabilité de panne doit être aussi faible que possible ; ce coût est plus faible pour une réalisation industrielle, où le taux de défaillance admissible est plus élevé. Il reste toutefois que, malgré tous les tests possibles et imaginables, on ne peut pas exclure absolument une probabilité de défaillance, aussi faible soit elle. Les notions d'AQL et de LTPD sont utilisées pour mesurer cette probabilité.

L'*AQL (« Acceptable Quality Level »)* mesure la probabilité d'accepter dans 95 % des cas des composants défectueux dans un lot réputé correct. Ainsi, une valeur d'AQL égale à 1 % signifie qu'il existe 95 chances sur 100 d'accepter un lot contenant jusqu'à 1 % de composants défectueux.

Le *LTPD (« Lot Tolerance Percent Defective »)* correspond au point de vue inverse et mesure la probabilité de rejeter dans 90 % des cas des composants défectueux dans un lot réputé mauvais. Ainsi, un LTPD de 5 % implique que dans 90 cas sur 100, un lot contenant 5 % de composants défectueux sera rejeté.

Exprimé différemment, l'AQL représente le risque pris par le fabricant de semi-conducteurs d'avoir vendu comme conforme un matériel qui ne l'est pas, tandis que le LTPD correspond au risque pris par l'acheteur d'avoir accepté un matériel non-conforme. AQL et LTPD sont donc deux critères symétriques, mais distincts, car à une valeur d'AQL peuvent correspondre différentes valeurs de LTPD, selon la taille du lot considéré ; ceci est indiqué par la **figure 8**.

Il existe dans la littérature spécialisée des tables donnant les valeurs d'AQL et de LTPD en fonction de la taille des lots et d'un critère de sélection, ce qui permet ainsi de répondre à des questions comme celles qui suivent :

– Dans un ensemble de 1 000 composants identiques, on désire prélever un certain nombre d'échantillons pour tester leurs paramètres continus à température ambiante avec un AQL de 1 %. Quelle doit être la taille du lot échantillonné, et quelle est la limite pour accepter ou rejeter l'ensemble de 1 000 pièces ?

– Un utilisateur spécifie un LTPD de 5 % et un nombre maximum de une défaillance pour un certain type de composants. Quelle doit être la taille du lot ?

Les **tableaux 6 et 7** donnent les tables d'AQL et de LTPD et indiquent comment répondre à ces questions.

Le nombre de composants de l'ensemble est compris entre 501 et 1 200, ce qui implique un échantillonnage de 80. Avec un AQL souhaité de 1 %, on lit : 2 = accepté, 3 = refusé.

Les notions d'AQL et de LTPD étant définies en termes de probabilités, les valeurs d'AQL et de LTPD considérées comme satisfaisantes il y a quelques années sont souvent insuffisantes pour des réalisations industrielles : ainsi, un AQL de 0,65 %, valeur qui n'a rien d'extraordinaire, signifie que l'on a 5 « chances » sur 100 d'accepter jusqu'à 65 éléments défectueux dans un ensemble de

Tableau 7

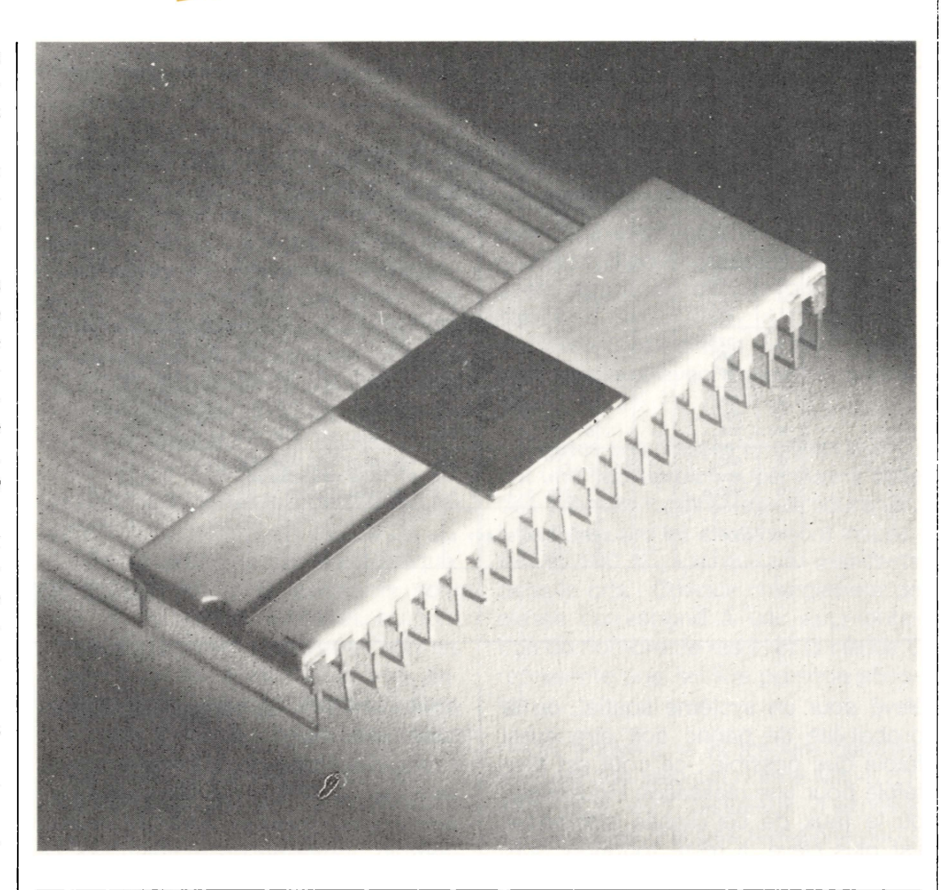
LTPD	50	30	20	15	10	7	5	3	2	1,5	1	0,7	0,5	0,3	0,2	0,15	0,1
Acceptance	Taille du lot d'échantillons																
0	5	8	11	15	22	32	45	76	116	153	231	328	461	767	1 152	1 534	2 303
1	8	13	18	25	38	55	77	129	195	258	390	555	778	1 296	1 946	2 592	3 891
2	11	18	25	34	52	75	105	176	266	354	533	759	1 065	1 773	2 662	3 547	5 323
3	13	22	32	43	65	94	132	221	333	444	668	953	1 337	2 226	3 341	4 452	6 681
4	16	27	38	52	78	113	158	265	398	531	798	1 140	1 599	2 663	3 997	5 327	7 994
5	19	31	45	60	91	131	184	308	462	617	927	1 323	1 855	3 090	4 638	6 181	9 275
6	21	35	51	68	104	149	209	349	528	700	1 054	1 503	2 107	3 509	5 267	7 019	10 533
7	24	39	57	77	116	166	234	390	589	783	1 178	1 680	2 355	3 922	5 886	7 845	11 771
8	26	43	63	85	128	184	258	431	648	864	1 300	1 854	2 599	4 329	6 498	8 660	12 995
9	28	47	69	93	140	201	282	471	709	945	1 421	2 027	2 842	4 733	7 103	9 488	14 206
10	31	51	75	100	152	218	306	511	770	1 025	1 541	2 199	3 082	5 133	7 704	10 268	15 407

10 000 ! De telles valeurs ont été au début de 1981 à l'origine d'une polémique sur la fiabilité respective des composants japonais et américains, certains utilisateurs se plaignant d'un manque de fiabilité des produits américains par rapport à leurs homologues japonais : malheureusement, nombre de ces plaintes étaient très « subjectives », car aucun chiffre ne les étayait. Il faut croire toutefois que ces reproches n'étaient pas entièrement faux, car depuis, tous les fabricants de semi-conducteurs ont lancé des programmes d'amélioration de la fiabilité : INT-STD-123 chez *American Micro Devices*, classes A+ et B- (pour la norme MIL-STD-883) chez *National Semiconductor*, etc. Quelle que soit l'appellation commerciale de ces nouveaux critères, il reste que l'on arrive maintenant couramment aux valeurs d'AQL suivantes :

– AQL : 0,1 % sur les mémoires MOS,
– AQL : 0.2 % sur la logique bipolaire,
– AQL : 0.3 % sur les circuits linéaires, LSI et autres.

B. Vellieux

(A suivre)



L'on arrive maintenant à des valeurs d'AQL de 0,3 % sur de tels circuits LSI (doc. ITT Semiconducteurs)

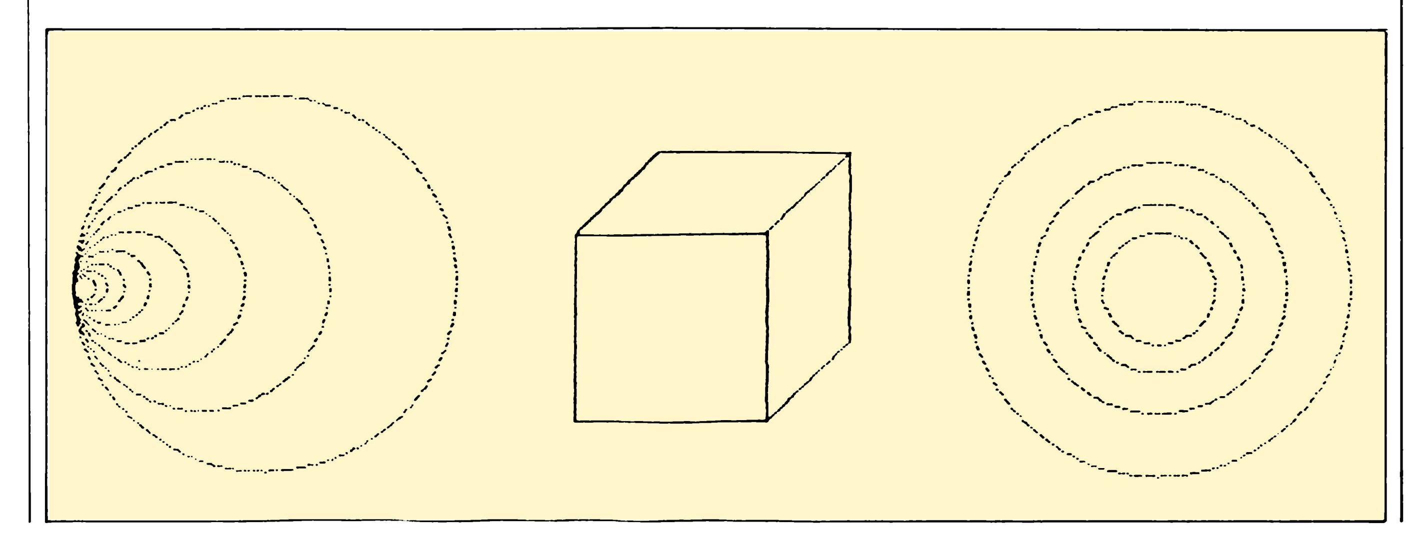


Tracé de courbes paramétriques sur imprimante

Cet article fait suite à celui paru dans « Electronique Applications » qui décrivait une méthode pour tracer également des courbes sur une imprimante, s'appliquant au cas où l'équation correspondante pouvait s'exprimer sous la forme y=f(X). Ce n'est malheureusement pas le cas général ; le cercle, par exemple, n'entre pas dans cette catégorie.

La méthode décrite ici permet de tracer absolument n'importe quelle courbe, ou de faire n'importe quel dessin sur une imprimante. Il suffit pour cela de calculer le couple (x,y) de coordonnées de chaque point à imprimer et de le faire parvenir à un sous-programme de traitement chargé de l'impression, écrit en langage machine.

Cette technique d'impression permet une bien meilleure représentation que celle obtenue par la recopie d'un écran, car le tracé est réalisé uniquement sur papier avec comme avantage une bien plus grande finesse que celle obtenue sur l'écran, même si l'on utilise un ordinateur en « graphique haute résolution », ce dernier n'autorisant le plus souvent que 256 ou 320 points sur la largeur de l'écran.





Principe

Les principales caractéristiques des sous-programmes (« S/P ») ci-après sont les suivantes :

– très grande facilité d'utilisation par le langage évolué servant au calcul (Basic, Pascal, etc.) ;

– ce dernier n'est pas obligé d'effectuer un tri des points par abscisses ou ordonnées croissantes, ce qui fait gagner un temps appréciable et évite éventuellement la réservation de mémoire pour des tableaux dans le cas où l'échelle est fixée. Il peut faire parvenir les coordonnées dans un ordre absolument quelconque au sous-programme d'impression ;

– la courbe est tracée « à l'endroit » ;

– les axes sont imprimés ou non selon le désir de l'utilisateur ;

– les mouvements de la tête d'impression et du papier sont minimisés, car le S/P choisit de lui-même l'ordre d'impression des points dans le stock qu'il crée en mémoire.

– Les S/P peuvent être implantés en REPROM afin d'être disponibles en permanence (à l'exception d'une zone de travail dont on peut choisir l'étendue dans une certaine mesure, comme nous le verrons).

Ils ont été écrits, comme dans l'article précédent, pour un Z 80 et une imprimante TKL 8510 mais peuvent être réassemblés pour d'autres configurations, pourvu que l'imprimante permette le mouvement du papier dans les deux sens, la programmation de l'écartement entre lignes de caractères et la définition d'un caractère graphique dans une matrice, qui est dans notre cas composée de 8 lignes et de 8 colonnes.

Les codes de commande particuliers utilisés pour l'imprimante sont rappelés dans le **tableau 1** et apparaissent également à la fin des sous-programmes.

Ces derniers, tels qu'ils sont présentés, sont prévus pour être utilisés par un interpréteur Basic de la façon suivante.

Séquence	Fonction
ESC «T n1 n2»	Produit un espace entre lignes de (n1n2)/144 pouce. Il faut choisir 16 pour obtenir des lignes jointives.
ESC «A»	Permet de revenir à l'écartement normal de 1/6 pouce.
ESC «Q»	Valide le jeu de caractères comprimés (136 car./ligne).
ESC «N»	Permet de revenir au jeu normal (80 car/ligne)
ESC «r»	Inverse le mouvement du papier produit par LF(=0AH).
ESC «f»	Permet de revenir au mouvement normal du papier.
ESC «S n1 n2 n3 n4»	Produit le passage en mode graphique pour le nombre de colonnes indiqué en décimal et en ASCII (0001 à 9999).

Tableau 1. – Codes spéciaux de commande de l'imprimante TKL 8510. ESC est le code ASCII Escape et vaut 27 (= 1BH).

L'adresse Ad du sous-programme appelé doit tout d'abord être placée dans deux cases mémoires notées USRLOC (= 12292 dans notre cas), ce qui explique la présence des instructions DOKE 12292,Ad dans les exemples fournis. Ensuite, l'appel proprement dit se fait par l'utilisation de la fonction USR(X), X étant le paramètre à transmettre. Le S/P machine, s'il veut connaître la valeur de X, doit à son tour appeler le S/P du Basic noté DEINT (en 199C H), qui place la valeur de X dans la paire de registre DE du Z 80. X est une valeur entière, exprimée dans le code « complément à 2 », obtenue par troncation de la variable X du Basic devant être comprise entre – 32768 et 32767 (la première valeur donnant 8000 H et la seconde 7FFF H).

Chaque interpréteur Basic ayant ses propres caractéristiques, l'utilisateur adaptera le passage des paramètres à son cas particulier.

Notons enfin que le sous-programme noté IMPCAR dans le texte source est simplement celui qui sert à transmettre un octet à l'imprimante, et ne peut être décrit ici car il dépend entièrement de la configuration matérielle du système utilisé.

Procédure d'utilisation

La tête d'impression est supposée placée initialement en haut de la feuille de papier où le tracé devra s'effectuer.

INICRB

Ce sous-programme doit être appelé préalablement à un tracé. Le paramètre à lui fournir est la position y0 de l'axe y comptée de 0 à 1087, car 1088 positions sont possibles sur la largeur d'une feuille de papier standard avec le jeu de caractères utilisé. Si l'on ne désire pas imprimer cet axe, le paramètre à fournir est y0-32768 (y0-2 15) de façon à mettre à 1 le bit 7 du registre D. Mais la position de l'axe y doit **impérativement** être fournie.

AXE X

Il doit être appelé immédiatement après INICRB avec comme paramètre la position de l'axe X (conventions identiques aux précédentes).

Ces deux sous-programmes ont pour but de définir la position de référence de l'origine des axes sur le papier et sont donc indispensables.

POINT

C'est le sous-programme de tracé proprement dit. On doit lui fournir alternativement et dans cet ordre l'abscisse puis l'ordonnée de chaque point à imprimer **dans le référentiel défini** par les deux sous-programmes précédents, et non pas par rapport aux bords du papier. Ceci évite un calcul supplémentaire en Basic. Un test rudimentaire sur chaque valeur de coordonnée est fait, de manière à éviter certains mouvements anormaux du papier. Prenons un exemple pour illustrer ceci. Imaginons que AXEX ait été



appelé avec le paramètre 200, puis qu'une ordonnée 201 ait été envoyée pour l'un des points à tracer. Ceci est, bien sûr, anormal puisque aucun point ne peut se placer au-dessus du bord supérieur de la feuille de papier et ne risque de se produire qu'en cours de mise au point. De façon à ne pas alourdir le traitement, cette ordonnée est d'office ramenée à 0, ce qui donne évidemment un point faux mais évite un mouvement important du papier. En effet, le calcul par le sous-programme POINT de la position par rapport au haut de la feuille donnant – 1, ceci correspond à la position 65535 (FFFF H), donc à un point situé environ 8192 lignes de caractères plus bas ! De la même manière, toute ordonnée conduisant à un mouvement du papier de plus de 256 lignes de caractères (soit 2048 unités) est tronquée d'office, car cela dépasse de beaucoup de format d'une feuille de papier ordinaire. Le même test de vraisemblance est également appliqué aux abscisses.

Ce sous-programme POINT stocke les coordonnées reçues dans deux tables notées TABS et TORD tant que leur nombre n'a pas atteint MAXPTS, qui a été ici fixé arbitrairement à 15 pour des raisons de place disponible. Toutefois, ce nombre peut être avantageusement augmenté jusqu'à 255. En effet, c'est parmi ces points stockés que vont être choisis ceux à imprimer lors du déplacement du chariot le long d'une ligne de caractères. Ce choix est fait de la façon suivante : tout d'abord, tous les points stockés situés sur le trajet de l'une des huit aiguilles sont répertoriés et forment la table TABIMP. S'il n'y en a aucun, le papier est déplacé sur la ligne correspondant au premier point de la liste, et le même processus est repris. Puis tous ces points sont imprimés en **un seul déplacement** du chariot. Ils sont alors éliminés des tableaux TABS et TORD, et une nouvelle impression n'aura lieu que lorsque ces derniers seront de nouveau remplis. On voit donc l'intérêt de choisir MAXPTS aussi grand que possible, en particulier lorsque la partie de la courbe en cours de tracé est presque horizontale.

Ce S/P POINT peut être appelé pour tous les points situés dans le même système d'axes, qu'ils appartiennent ou non à une seule courbe.

FINCRB

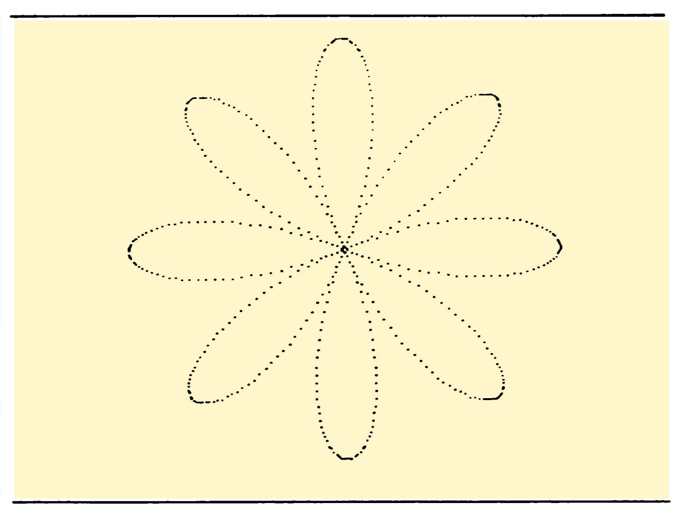
Ce sous-programme n'est à appeler que lorsque toutes les coordonnées nécessaires au tracé complet ont été envoyées. Il termine alors l'impression des points pouvant rester dans TABS et TORD, puis avance le papier jusqu'au bas de la courbe, et enfin remet l'imprimante dans son mode de fonctionnement normal. Aucun paramètre ne lui est nécessaire.

Exemples d'utilisation en Basic

Les trois premiers exemples sont bâtis sur le même schéma et décrivent les tracés :

– d'une spirale R=W X=R*COS(W) ; Y=R*SIN(W)
– d'une ellipse X=A*COS(W) ; Y=B*SIN(W)
– d'un « trèfle » R=COS(2*W) X=R*COS(W) ; Y=R*SIN(W)

Lors du calcul, les coordonnées successives sont rangées dans les tableaux X(I) et Y(I). Les valeurs limites X1 et X2 de X(I) ainsi que la valeur maximale Y2 de Y(I) sont mémorisées. Puis les coordonnées sont normalisées de façon que la courbe soit cadrée correctement. On détermine ainsi le coefficient multiplicatif pour les abscisses, noté KX et la position AV de l'axe y.



Un exemple de tracé assez complexe.

KY, coefficient multiplicatif pour les ordonnées, n'est pas égal à KX. En effet, le but est d'obtenir des axes orthonormés. Or la distance entre deux frappes successives horizontales est de 1/136 pouce avec le jeu de caractères choisi, et la distance verticale entre deux aiguilles est de 1/72 pouce. D'où la valeur 72/136=0,529412 du rapport KY/KX. Le tracé proprement dit est effectué entre les lignes 9900 et 9990.

Le dernier exemple n'est pas exactement un tracé de courbe. Son objet est plutôt de décrire des sous-programmes Basic dont on peut ressentir le besoin, permettant de tracer des segments de droites et des cercles qui sont des éléments de figures souvent rencontrés.

Le tracé du cercle (lignes 9600 à 9660) défini par son centre (XC, YC) et son rayon RC est relativement simple. Le nombre de points NP est choisi proportionnel au rayon, et les coordonnées sont envoyées dans un ordre tel que le cercle soit entièrement tracé en déplaçant le papier dans un seul sens.

Le tracé d'un segment AB (lignes 9700 à 9780) est un peu plus délicat. Tout d'abord, le cas d'un segment quasi vertical est traité séparément à la ligne 9770. Sinon, une distinction est faite entre les droites à faible ou à forte pente, en fonction de la valeur du coefficient directeur Z, de manière à obtenir dans tous les cas un tracé continu et non pas en pointillés.

On pourra imaginer la création d'une bibliothèque de sous-programmes analogues permettant le tracé d'autres courbes. L'un de ceux-ci pourrait être, par exemple, le tracé d'un cercle défini par trois de ses points.

B. Marchal
Institut Universitaire de Technologie
Université d'Angers

Le listing complet du programme d'impression de courbes paramétriques est donné dans les pages ci-après. Précisons que l'imprimante utilisée est le modèle TKL 8510 (Tekelec-Airtronic) et que le Basic est un Microsoft de JCS Composants.




```
ZEAP Z80 Assembler - Source Listing
α
                   ;       ********************************
                   ;       *    IMPRESSION  DE  COURBES    *
                   ;       *  paramétriques x=f(p),y=g(p)  *
                   ;       ********************************
                   ;
0D80                       ORG   0D80H
                   ;
0D80 000A          LF      EQU   0AH
0D80 000D          CR      EQU   0DH
0D80 001B          ESC     EQU   1BH
0D80 000F          MAXPTS  EQU   15
0D80 199C          DEINT   EQU   199CH
0D80 E81E          IMPCAR  EQU   0E81EH
                   ;
                   ;Table de sauts vers les utilitaires
                   ;                         Hexadécimal   Décimal
0D80 C38C0D                JP    INICRB       ; 0D80H   =    3456
0D83 C38E0F                JP    AXEX         ; 0D83H   =    3459
0D86 C3E50D                JP    POINT        ; 0D86H   =    3462
0D89 C3750F                JP    FINCRB       ; 0D89H   =    3465
                   ;
                   ;Initialisation de l'imprimante à appeler
                   ;avant chaque tracé de courbe
                   ;Paramètre : Position de l'axe vertical
                   ;dans la même unité que les abscisses
                   ;
0D8C CD9C19        INICRB  CALL  DEINT
0D8F 21800C                LD    HL,DEBRAM    ;Initialiser la mémoire
0D92 067F                  LD    B,FINRAM-DEBRAM
0D94 3600          IC1     LD    (HL),0       ;de travail à 0
0D96 23                    INC   HL
0D97 10FB                  DJNZ  IC1
0D99 D5                    PUSH  DE           ;Sauver le paramètre
0D9A CBBA                  RES   7,D
0D9C ED53800C              LD    (AXVER),DE   ;Noter l'absc. de l'axe y
0DA0 21840C                LD    HL,POSAXV    ;La traiter et stocker le
0DA3 CDCC0D                CALL  CONVER       ;résultat en POSAXV
0DA6 D1                    POP   DE
0DA7 CB7A                  BIT   7,D          ;Veut-on tracer cet axe ?
0DA9 2805                  JR    Z,IC2        ;Si oui ne rien faire
0DAB 21840C                LD    HL,POSAXV    ;Sinon l'indiquer
0DAE CBFE                  SET   7,(HL)       ;en POSAXV
0DB0 21BA0F        IC2     LD    HL,TABCRB    ;Envoyer le message
0DB3 0607                  LD    B,7          ;d'initialisation
                   ;
0DB5 7E            IMPMSG  LD    A,(HL)       ;Prendre l'octet
0DB6 23                    INC   HL           ;pointé par HL
0DB7 CD1EE8                CALL  IMPCAR       ;L'envoyer
0DBA 10F9                  DJNZ  IMPMSG       ;Recommencer B fois
0DBC C9                    RET
                   ;
0DBD D5            COORD   PUSH  DE           ;Sauver la cordonnée
0DBE 2F                    CPL   ;            ;Complémenter l'indicateur
0DBF 328B0C                LD    (XOUY),A     ;abscisse/ordonnée
0DC2 3A8A0C                LD    A,(NBPTS)    ;Chercher l'adresse de
0DC5 CB27                  SLA   A            ;stockage du résultat
0DC7 5F                    LD    E,A          ;en fonction du nombre de
0DC8 1600                  LD    D,0          ;valeurs déjà mémorisées
```

```
0DCA 19               ADD  HL,DE
0DCB D1               POP  DE          ;Récupérer la valeur
                 ;
0DCC 7B          CONVER LD  A,E        ;Chercher le numéro
0DCD E607             AND  7           ;de ligne ou de colonne
0DCF 77               LD   (HL),A      ;dans la matrice
0DD0 CB3B             SRL  E
0DD2 CB3B             SRL  E           ;Diviser par 8 puisque
0DD4 CB3B             SRL  E           ;chaque caractère occupe
0DD6 7A               LD   A,D         ;8 lignes et 8 colonnes
0DD7 CB7F             BIT  7,A         ;Test de vraisemblance
0DD9 2801             JR   Z,C1        ;Si NZ le nombre fourni est
0DDB AF               XOR  A           ;incorrect. Imposer zéro !
0DDC E607        C1   AND  7           ;Le nombre doit être
0DDE 0F               RRCA ;           ;inférieur à 2048 !
0DDF 0F               RRCA ;           ;Diviser par 8 pour
0DE0 0F               RRCA ;           ;obtenir le No de car. sur
0DE1 B3               OR   E           ;la ligne ou le No de ligne
0DE2 23               INC  HL          ;Stocker le résultat
0DE3 77               LD   (HL),A      ;No car. ou No lig. de car.
0DE4 C9               RET
                 ;
                 ;Réception d'une coordonnée de point
                 ;Paramètre : Abscisse ou ordonnée par
                 ;rapport aux axes prédéfinis
                 ;
0DE5 CD9C19      POINT CALL DEINT      ;Sauver la valeur
0DE8 3A8B0C           LD   A,(XOUY)
0DEB B7               OR   A           ;Est-ce une abscisse ?
0DEC 200A             JR   NZ,ORD      ;Sinon c'est une ordonnée !
0DEE 2A800C      ABS  LD   HL,(AXVER)  ;Ajouter "l'abscisse"
0DF1 19               ADD  HL,DE       ;de l'axe y
0DF2 EB               EX   DE,HL       ;Résultat dans DE
0DF3 21AC0C           LD   HL,TABS     ;Pointer sur TABS
0DF6 18C5             JR   COORD       ;Aller convertir la valeur
0DF8 2A820C      ORD  LD   HL,(AXHOR)  ;Soustraire la valeur
0DFB B7               OR   A           ;de  "l'ordonnée"
0DFC ED52             SBC  HL,DE       ;de l'axe x
0DFE EB               EX   DE,HL       ;Résultat dans DE
0DFF 218E0C           LD   HL,TORD     ;Pointer sur TORD
0E02 CDBD0D           CALL COORD       ;Convertir la valeur
0E05 3A8A0C           LD   A,(NBPTS)   ;Incrémenter le nombre de
0E08 3C               INC  A           ;points stockés
0E09 328A0C           LD   (NBPTS),A
0E0C FE0F             CP   MAXPTS      ;En a t-on reçu assez ?
0E0E D8               RET  C           ;Sinon ne pas les imprimer
                 ;
0E0F CDFC0E      IMPLIG CALL CHCAR     ;Y a t-il des pts
0E12 3A8C0C           LD   A,(CARLIG)  ;à imprimer sur la ligne
0E15 B7               OR   A           ;où le chariot se trouve ?
0E16 2009             JR   NZ,IL1      ;Si oui le faire
0E18 218F0C           LD   HL,TORD+1   ;Sinon mettre le papier
0E1B CD8E0E           CALL POSPAP      ;sur la ligne du premier
0E1E CDFC0E           CALL CHCAR       ;point de la liste
0E21 3A8C0C      IL1  LD   A,(CARLIG)  ;Initialiser un compteur
0E24 328D0C           LD   (CPTR),A    ;d'impressions à faire
0E27 0E00             LD   C,0         ;1er caractère à gauche
0E29 CD830E      IL2  CALL INIMAT
0E2C 21CA0C           LD   HL,TABIMP   ;Pointer sur la table des
0E2F 3A8C0C           LD   A,(CARLIG)  ;codes des points à écrire
0E32 47               LD   B,A         ;Nombre de points à traiter
```

```
0E33 23              IL3     INC   HL
0E34 23                      INC   HL           ;Le caractère correspond-
0E35 7E                      LD    A,(HL)       ;il à la position actuelle
0E36 B9                      CP    C            ;du chariot ?
0E37 200F                    JR    NZ,IL4       ;Sinon le laisser
0E39 E5                      PUSH  HL           ;Si oui chercher par
0E3A 2B                      DEC   HL           ;quelle aiguille il devra
0E3B 2B                      DEC   HL           ;etre imprimé et mettre à
0E3C CD5A0E                  CALL  MASQUE       ;1 le bit correspondant
0E3F 23                      INC   HL           ;puis dans quelle colonne
0E40 CD640E                  CALL  COLON        ;du caractère il est
0E43 218D0C                  LD    HL,CPTR      ;Décompter le point que
0E46 35                      DEC   (HL)         ;l'on vient de prendre
0E47 E1                      POP   HL
0E48 23              IL4     INC   HL           ;Continuer à explorer
0E49 10E8                    DJNZ  IL3          ;la table d'impression
0E4B CD6E0E                  CALL  IMPMAT       ;Imprimer le caractère
0E4E 0C                      INC   C            ;Passer au suivant
0E4F 3A8D0C                  LD    A,(CPTR)     ;sauf si tous les points
0E52 B7                      OR    A            ;à imprimer sur cette
0E53 20D4                    JR    NZ,IL2       ;ligne l'ont été
0E55 3E0D                    LD    A,0DH        ;Ordre d'impression
0E57 C31EE8                  JP    IMPCAR       ;de la ligne complète
                     ;
0E5A C5              MASQUE  PUSH  BC
0E5B 46                      LD    B,(HL)       ;Pendre le No de ligne de
0E5C 04                      INC   B            ;la matrice
0E5D 3E80                    LD    A,80H        ;Positionner un bit à 1
0E5F 07              M1      RLCA  ;            ;Le décaler jusqu'à la
0E60 10FD                    DJNZ  M1           ;bonne place
0E62 C1                      POP   BC
0E63 C9                      RET
                     ;
0E64 1600            COLON   LD    D,0          ;Ajouter le No de
0E66 5E                      LD    E,(HL)       ;colonne à l'adresse du
0E67 21F70C                  LD    HL,MATCAR    ;début de la matrice qui
0E6A 19                      ADD   HL,DE        ;décrit un caractère
0E6B B6                      OR    (HL)         ;A contient le masque du
0E6C 77                      LD    (HL),A       ;point à y ajouter
0E6D C9                      RET
                     ;
0E6E E5              IMPMAT  PUSH  HL
0E6F C5                      PUSH  BC
0E70 21D00F                  LD    HL,TABGRA    ;Mettre l'imprimante en
0E73 0606                    LD    B,6          ;mode graphique pour les
0E75 CDB50D                  CALL  IMPMSG       ;8 colonnes suivantes
0E78 21F70C                  LD    HL,MATCAR    ;Envoyer alors les 8
0E7B 0608                    LD    B,8          ;colonnes de la matrice
0E7D CDB50D                  CALL  IMPMSG       ;du caractère formé
0E80 C1                      POP   BC
0E81 E1                      POP   HL
0E82 C9                      RET
                     ;
0E83 AF              INIMAT  XOR   A
0E84 0608            IM0     LD    B,8          ;A contient l'octet à
0E86 21F70C                  LD    HL,MATCAR    ;placer dans les 8 colonnes
0E89 77              IM1     LD    (HL),A       ;de la matrice de
0E8A 23                      INC   HL           ;description du prochain
0E8B 10FC                    DJNZ  IM1          ;caractère
0E8D C9                      RET
                     ;
```

```
0E8E 3A890C    FOSPAP LD    A,(LIGCRT)
0E91 47               LD    B,A          ;Le papier est-il déjà
0E92 7E               LD    A,(HL)       ;placé sur la bonne
0E93 32890C           LD    (LIGCRT),A   ;ligne ?
0E96 90               SUB   B
0E97 C8               RET   Z            ;Si oui rien à faire !
0E98 3017             JR    NC,PP2       ;Faut-il l'avancer ?
0E9A ED44             NEG
0E9C 3C               INC   A            ;S'il faut reculer alors
0E9D 47               LD    B,A          ;le faire pour le nombre
0E9E 21C10F           LD    HL,TABREV    ;de lignes demandées + 1
0EA1 C5               PUSH  BC           ;Ensuite on avancera
0EA2 0603             LD    B,3          ;d'une ligne ceci pour
0EA4 CDB50D           CALL  IMPMSG       ;améliorer la qualité du
0EA7 C1               POP   BC           ;positionnement
0EA8 3E0A      PP1    LD    A,LF
0EAA CD1EE8           CALL  IMPCAR       ;Recul papier de B lignes
0EAD 10F9             DJNZ  PP1
0EAF 3E01             LD    A,1          ;Puis avance d'une ligne
0EB1 47        PP2    LD    B,A
0EB2 21C40F           LD    HL,TABNOR    ;Passer en mode avance
0EB5 C5               PUSH  BC           ;normale du papier
0EB6 0603             LD    B,3
0EB8 CDB50D           CALL  IMPMSG
0EBB C1               POP   BC
0EBC 3E0A      PP3    LD    A,LF         ;Avancer d'une ligne
0EBE CD1EE8           CALL  IMPCAR
0EC1 3A890C           LD    A,(LIGCRT)   ;Est-ce la 1ère fois que
0EC4 21880C           LD    HL,LIGMAX    ;l'on passe sur cette ligne
0EC7 BE               CP    (HL)
0EC8 382B             JR    C,PP6        ;Sinon continuer l'avance
0ECA 34               INC   (HL)
0ECB 3A840C           LD    A,(POSAXV)   ;Faut-il imprimer
0ECE CB7F             BIT   7,A          ;l'axe y ?
0ED0 2023             JR    NZ,PP6       ;Sinon continuer l'avance
0ED2 C5               PUSH  BC
0ED3 CD830E           CALL  INIMAT       ;Préparer la matrice
0ED6 3A850C           LD    A,(POSAXV+1)
0ED9 B7               OR    A            ;L'axe est-il à gauche ?
0EDA 2808             JR    Z,PP5        ;Si oui l'imprimer
0EDC 47               LD    B,A
0EDD 3E20      PP4    LD    A,"          ;Sauter les caractères
0EDF CD1EE8           CALL  IMPCAR       ;où l'axe y n'est pas
0EE2 10F9             DJNZ  PP4
0EE4 21840C    PP5    LD    HL,POSAXV
0EE7 3EFF             LD    A,-1         ;Mettre un trait à la bonne
0EE9 CD640E           CALL  COLON        ;colonne de la matrice
0EEC CD6E0E           CALL  IMPMAT       ;Imprimer l'axe y
0EEF 3E0D             LD    A,0DH        ;Ordre d'impression
0EF1 CD1EE8           CALL  IMPCAR
0EF4 C1               POP   BC
0EF5 10C5      PP6    DJNZ  PP3          ;Continuer l'avance
0EF7 3E0D             LD    A,0DH        ;Confirmer l'ordre au cas
0EF9 C31EE8           JP    IMPCAR       ;où on ne veut pas d'axe
               ;
0EFC 0E00      CHCAR  LD    C,0          ;Cptr de pts trouvés
0EFE 3A8A0C           LD    A,(NBPTS)    ;Nombre de points à prendre
0F01 47               LD    B,A          ;en compte
0F02 218E0C           LD    HL,TORD      ;Initialiser les pointeurs
0F05 DD21AC0C         LD    IX,TABS
0F09 FD21CA0C         LD    IY,TABIMP
```




```
0F0D 23       2420 CC1    INC  HL
0F0E DD23     2430        INC  IX
0F10 3A890C   2440        LD   A,(LIGCRT)  ;Le point est-il sur la
0F13 BE       2450        CP   (HL)        ;ligne à imprimer ?
0F14 201D     2460        JR   NZ,CC2
0F16 2B       2470        DEC  HL          ;Si oui prendre le No de
0F17 7E       2480        LD   A,(HL)      ;colonne de la matrice
0F18 36FF     2490        LD   (HL),-1
0F1A 23       2500        INC  HL          ;Noter que le point a
0F1B 36FF     2510        LD   (HL),-1     ;été répertorié
0F1D FD7700   2520        LD   (IY),A      ;Stocker le No de colonne
0F20 FD23     2530        INC  IY          ;de la matrice
0F22 DD5600   2540        LD   D,(IX)      ;Prendre les paramètres
0F25 DD5EFF   2550        LD   E,(IX-1)    ;concernant son abscisse
0F28 FD7300   2560        LD   (IY),E      ;et les stocker également
0F2B FD23     2570        INC  IY          ;dans la table des
0F2D FD7200   2580        LD   (IY),D      ;impressions à effectuer
0F30 FD23     2590        INC  IY          ;sur la ligne courante
0F32 0C       2600        INC  C           ;Puis continuer la table
0F33 23       2610 CC2    INC  HL          ;des ordonnées
0F34 DD23     2620        INC  IX
0F36 10D5     2630        DJNZ CC1
0F38 218C0C   2640        LD   HL,CARLIG   ;Noter le nombre de points
0F3B 71       2650        LD   (HL),C      ;trouvés sur la ligne
              2660 ;
0F3C DD218E0C 2670 RECLAS LD   IX,TORD
0F40 FD21AC0C 2680        LD   IY,TABS
0F44 3A8A0C   2690        LD   A,(NBPTS)   ;Y a t-il encore des
0F47 B7       2700        OR   A           ;points à reclasser
0F48 C8       2710        RET  Z           ;Sinon retourner
0F49 47       2720        LD   B,A         ;Noter leur nombre
0F4A DD7E00   2730 RC1    LD   A,(IX)      ;-1 dans TORD indique
0F4D 3C       2740        INC  A           ;un point à éliminer
0F4E 201A     2750        JR   NZ,RC3      ;Sinon passer au suivant
0F50 CB20     2760        SLA  B
0F52 DD7E02   2770 RC2    LD   A,(IX+2)    ;Décaler vers le début
0F55 DD7700   2780        LD   (IX),A      ;de TABORD et de TABSC
0F58 FD7E02   2790        LD   A,(IY+2)    ;les points de la fin
0F5B FD7700   2800        LD   (IY),A      ;de ces deux tableaux
0F5E DD23     2810        INC  IX
0F60 FD23     2820        INC  IY
0F62 10EE     2830        DJNZ RC2
0F64 218A0C   2840        LD   HL,NBPTS    ;Puis décrémenter le
0F67 35       2850        DEC  (HL)        ;nombre de points restants
0F68 18D2     2860        JR   RECLAS      ;Recommencer
0F6A DD23     2870 RC3    INC  IX          ;Passer au pt suivant
0F6C DD23     2880        INC  IX          ;car celui sur lequel on
0F6E FD23     2890        INC  IY          ;pointe n'est pas à
0F70 FD23     2900        INC  IY          ;reclasser
0F72 10D6     2910        DJNZ RC1         ;A t-on terminé ?
0F74 C9       2920        RET  ;            ;Si oui retourner
              2930 ;
              2940 ;Fin de tracé et remise de l'imprimante
              2950 ;dans son mode de fonctionnement normal
              2960 ;
0F75 3A8A0C   2970 FINCRB LD   A,(NBPTS)   ;Reste t-il des
0F78 B7       2980        OR   A           ;points non imprimés
0F79 2805     2990        JR   Z,FC1
0F7B CD0F0E   3000        CALL IMPLIG      ;Si oui le faire
0F7E 18F5     3010        JR   FINCRB
0F80 21880C   3020 FC1    LD   HL,LIGMAX   ;Avancer le papier en
```

```
0F83 CD8E0E           CALL POSPAP       ;bas de la courbe
0F86 21C40F           LD   HL,TABNOR    ;Remettre l'imprimante dans
0F89 060C             LD   B,12         ;son mode de fonctionnement
0F8B C3B50D           JP   IMPMSG       ;habituel
                 ;
                 ;Indication de la position de l'axe x
                 ;dans la même unité que les ordonnées
                 ;
0F8E CD9C19      AXEX CALL DEINT        ;Prendre le paramètre
0F91 D5               PUSH DE           ;et le sauver
0F92 CBBA             RES  7,D          ;Noter "l'ordonnée" de
0F94 ED53820C         LD   (AXHOR),DE   ;l'axe x (horizontal)
0F98 21860C           LD   HL,POSAXH    ;La convertir et garder sa
0F9B CDCC0D           CALL CONVER       ;position en POSAXH
0F9E D1               POP  DE
0F9F CB7A             BIT  7,D          ;Veut-on imprimer cet axe ?
0FA1 C0               RET  NZ           ;Sinon retourner
0FA2 CD8E0E           CALL POSPAP       ;Si oui placer le papier
0FA5 21860C           LD   HL,POSAXH    ;Chercher quelle aiguille
0FA8 CD5A0E           CALL MASQUE       ;doit imprimer l'axe
0FAB CD840E           CALL IM0          ;Créer le caractère
0FAE 0680             LD   B,128        ;L'imprimer 128 fois
0FB0 CD6E0E      IAV2 CALL IMPMAT       ;(arbitraire < 136)
0FB3 10FB             DJNZ IAV2
0FB5 3E0D             LD   A,0DH        ;Indication de fin de
0FB7 C31EE8           JP   IMPCAR       ;ligne
                 ;
                 ;Tables de messages pour l'imprimante
                 ;
0FBA 1B543136    TABCRB DEFB ESC,"T,"1,"6,ESC,"Q,CR
     1B510D
0FC1 1B720D      TABREV DEFB ESC,"r,CR
0FC4 1B660D1B    TABNOR DEFB ESC,"f,CR,ESC,"A,ESC,"N
     411B4E
0FCB 0A0A0A0A           DEFB LF,LF,LF,LF,CR
     0D
0FD0 1B533030    TABGRA DEFB ESC,"S,"0,"0,"0,"8
     3038
                 ;
                 ; Zone mémoire vive de travail
                 ;
0C80             DEBRAM ORG  0C80H
0C80 0002        AXVER  DEFS 2
0C82 0002        AXHOR  DEFS 2
0C84 0002        POSAXV DEFS 2
0C86 0002        POSAXH DEFS 2
0C88 0001        LIGMAX DEFS 1
0C89 0001        LIGCRT DEFS 1
0C8A 0001        NBPTS  DEFS 1
0C8B 0001        XOUY   DEFS 1
0C8C 0001        CARLIG DEFS 1
0C8D 0001        CPTR   DEFS 1
0C8E 001E        TORD   DEFS MAXPTS+MAXPTS
0CAC 001E        TABS   DEFS MAXPTS+MAXPTS
0CCA 002D        TABIMP DEFS MAXPTS+MAXPTS+MAXPTS
0CF7 0008        MATCAR DEFS 8
0CFF 0CFF        FINRAM EQU  $
```

Suite dans le prochain numéro



Compilez vos programmes Basic ZX 81

Le Basic est typiquement un « langage interprété », dont les instructions sont « traduites » en langage machine au fur et à mesure de leur apparition. Le principal avantage est la facilité avec laquelle la machine peut travailler en « mode commande » ou bien exécuter immédiatement des parties de programme en cours d'écriture. Un inconvénient de taille se trouve être le considérable ralentissement de la machine par rapport aux possibilités de son unité centrale.

Les « langages compilés » (Fortran, Forth, etc,) sont extrêmement rapides, au prix de la nécessité de « traduire » le programme en bloc, une fois pour toutes, avant son premier lancement. L'impossibilité d'essais partiels réduit sensiblement le confort de programmation, au profit de l'efficacité du produit fini.

Il existe maintenant des logiciels permettant de compiler un programme Basic préalablement vérifié en mode interprété, ce qui combine les avantages des deux solutions !

Utilisation d'un compilateur Basic

Un compilateur est un logiciel écrit en Basic ou, mieux, en langage machine, et qui doit être chargé en mémoire avant qu'on y introduise le programme à compiler, dit *programme source*. Une fois lancé, le compilateur exécute une longue suite d'opérations bien codifiées, dont le résultat est un nouveau programme, entièrement écrit en langage machine, dont le comportement est exactement le même que celui du programme source, mais considérablement plus rapide. C'est le *programme objet*.

Selon les versions, les compilateurs exigent plus ou moins de temps pour accomplir leur travail, mais plusieurs dizaines de minutes n'ont rien d'excessif !

Les compilateurs les plus simples exécutent une traduction assez grossière, semée de lourdeurs et de redondances, ce qui ne permet guère de gagner en encombrement mémoire par rapport au programme source. Par contre, l'amélioration de la vitesse d'exécution se chiffre en dizaines de fois...

Dans le cas particulier du ZX 81, qui souffre d'une certaine lenteur, spécialement lorsqu'il s'agit de déplacer des mobiles sur l'écran, l'amélioration est saisissante, au point de permettre la création de jeux très rapides, irréalisables en Basic interprété.

Le compilateur idéal devrait pouvoir traiter n'importe quel programme Basic déjà testé et présent sur une cassette. Le « M-CODER », mis au point par *P.S.S.*, fonctionne de cette façon mais possède quelques lacunes : il accepte 95 % des instructions *autres que celles opérant sur des chaînes*. Le gain de rapidité d'exécution par rapport au Basic d'origine se situe entre 75 et 900 fois selon les instructions.

Nous savons, de source digne de foi, qu'une version capable de traiter




```
 10 REM LETL=0
 15 REM LETN=1
 20 REM LETC=0
 25 REM GETA
 27 REM WAIT2000
 30 REM IFA=33LETL=L-1
 35 REM IFA=60LETN=0
 37 REM IFA=54LETN=1
 38 REM IFA=37LETN=2
 39 REM IFA=28LETN=3
 40 REM IFA=36LETL=L+1
 45 REM IFA=63GOTO500
 50 REM IFA=34LETC=C-1
 52 REM IFA=55LETL=L-1
 53 REM IFA=55LETC=C+1
 54 REM IFA=62LETL=L+1
 55 REM IFA=62LETC=C+1
 56 REM IFA=51LETL=L-1
 57 REM IFA=51LETC=C-1
 58 REM IFA=50LETC=C-1
 59 REM IFA=50LETL=L+1
 60 REM IFA=35LETC=C+1
110 REM IFN=0PLOTL,C
115 REM IFN=1PLOTL,C
117 REM IFN=0WAIT5000
120 REM IFN=0UNPLOTL,C
130 REM IFN=2GOSUB400
132 REM IFN=3GOSUB400
140 REM IFN=3GOSUB470
300 REM GOTO25
400 REM LETZ=42-C
410 REM LETZ=Z/2
420 REM LETY=L-1
430 REM LETY=Y/2
440 REM MOVEZ,Y
450 REM PRINT8
460 REM RETURN
470 REM WAIT10000
480 REM MOVEZ,Y
490 REM PRINT0
495 REM RETURN
500 REM LETB=22
505 REM LETC=DEEK16400
506 REM LETC=C+6
510 REM LETA=TOP
520 REM IFPEEKA=118GOTO590
550 REM POKEC,PEEKA
560 REM LETC=C+1
570 REM LETA=A+1
580 REM GOTO520
590 REM LETB=B-1
600 REM IFB=0GOTO620
610 REM GOTO570
620 REM CLS
630 REM GETA
640 REM IFA=128GOTO10
650 REM GOTO630
```

Fig. 1. – Le programme « source » écrit dans une variante du Basic Sinclair.

la totalité des instructions Basic est à l'étude, mais sa sortie n'est pas encore annoncée.

Une autre approche consiste à *frapper au clavier* le programme source, à l'intérieur de lignes de REMarques, et en orthographiant intégralement les mots clés.

La saisie est assez fastidieuse pour les longs programmes, mais ce procédé permet d'ajouter de nouveaux mots clés au vocabulaire d'origine de la machine.

Le compilateur que nous avons découvert chez *Buffer Micro Shop*, à Londres, possède ainsi les ordres DEEK, DOKE, TOP, GET, MOVE, WAIT et END.

A la limite, une extrapolation du procédé permettrait de doter le ZX 81 de langages complètement différents du Basic, par exemple le Pascal ou le Forth (on en parle très sérieusement dans le second cas...).

Un exemple de programme compilé

Certains logiciels ne gagnent pas grand-chose à être compilés, spécialement les plus rapides d'entre eux.

La rapidité n'est cependant pas le critère unique de décision : certains programmes doivent être détruits une fois leur tâche accomplie, mais sans pour autant altérer les données présentes en mémoire. La commande NEW est donc à exclure, et il est plus que fastidieux d'effacer une à une deux ou trois cents lignes de Basic !

Un programme compilé, quelle que soit son importance, peut tenir dans *une seule ligne* REM, qui s'efface en un clin d'œil. Notre exemple se situe dans ce contexte : il s'agit d'un logiciel de tracé sur écran avec sauvegarde de l'image dans une chaîne de la zone donnée. Une fois l'image construite (fond de jeu vidéo, par exemple), le programme de tracé sera remplacé par un logiciel venant utiliser la chaîne en question. Les avantages de la compilation sont alors flagrants !

La **figure 1** reproduit le programme source, dans lequel on remarquera aisément des différences de syntaxe par rapport au Basic *Sinclair*. En fait, cette variante se rapproche davantage de Basics plus classiques, comme par exemple le Microsoft.



```
   10 REM 5
COPY COPY     ■
            LPRINT NOT / PLOT ■ C
OPY COPY ■ GOSUB ?■K IF VAL LPRI
NT TAN ■ CLEAR Q6 5■RNDQ ?? RE
TURN ■4 SAVE 5 6■RND5■ 6■RND5
6■RNDLN ■■???=Y■C■LN ■■Q 5=■F?■4
 CLS E■RND FOR 55 ■ GOSUB ?TAB H
INKEY$E■RND FOR 5■  FOR ■ GOSUB
?6■RNDE■RND FOR 5W ■ GOSUB ?TAB
RNDINKEY$5  6■RNDE■RND FOR 5Q ■
GOSUB ?TAB ?INKEY$5■ 6■RNDE■RND
FOR 59 ■ GOSUB ?TAB ?INKEY$5■ 6■
RNDE■RND FOR 50 ■ GOSUB ?TAB ?IN
KEY$5■ 6■RNDE■RND FOR 58 ■ GOSUB
 ?TAB ■INKEY$E■RND FOR 5■ ;6■RND
E■RND FOR 5Z ■ GOSUB ?TAB ■INKEY
$?■?E■RND FOR 56 ■ GOSUB ?TAB ■I
NKEY$E■RND FOR 5■  FOR ■ GOSUB ?
6■RNDE■RND FOR 5R ■ GOSUB ?TAB N
OT INKEY$E■RND FOR 5■  FOR ■ GOS
UB ?6■RNDE■RND FOR 5R ■ GOSUB ?T
AB LOAD INKEY$E■RND FOR 5■ ;6■RN
DE■RND FOR 5Y ■ GOSUB ?TAB ■PIE■
RND FOR 5■ ;6■RNDE■RND FOR 5Y ■
GOSUB ?TAB 3PIE■RND FOR 5■ ;6■RN
DE■RND FOR 5N ■ GOSUB ?TAB UPIE■
RND FOR 5■  FOR ■ GOSUB ?6■RNDE■
RND FOR 5N ■ GOSUB ?TAB ?PIE■RND
 FOR 5■  FOR ■ GOSUB ?6■RNDE■RND
 FOR 5M ■ GOSUB ?TAB ?PIE■RND FO
R 5■  FOR ■ GOSUB ?6■RNDE■RND FO
R 5M ■ GOSUB ?TAB ■PIE■RND FOR 5
■ ;6■RNDE■RND FOR 57 ■ GOSUB ?TA
B ■PIE■RND FOR 5■ ;6■RNDE■RND FO
R 5  ■ GOSUB ?TAB ■PIY■MKRNDE■RN
D?E■RND?LN ■"E■RND FOR 5■ ■ GOSU
B ?TAB AND PIY■MKRNDE■RND?E■RND?
LN ■"E■RND FOR 5  ■ GOSUB ?TAB L
OAD PI5■<F?■4 CLS E■RND FOR 5  ■
 GOSUB ?TAB £?Y■MKRNDE■RND?E■RND
?LN ■"E■RND FOR 5■■ GOSUB ?TAB
0?LN Z?E■RND FOR 5■■ GOSUB ?TAB
 G?LN Z?E■RND FOR 5■ ■ GOSUB ?TA
B W?LN ■?? POKE RND5E  FOR E■RND
 FOR ■ GOSUB ?6■RNDE■RND FOR 5■
 FOR LN CODE RND6■RNDE■RND FOR 5
■  FOR ■ GOSUB ?6■RNDE■RND FOR 5
■  FOR LN CODE RND6■RNDE■RND?E■R
ND?LN PRINT ■5■ ?NOT TAN 5(BF?■4
 CLS E■RND?E■RND?LN PRINT ■5  ?N
OT TAN 5- 6■RND5(RNDSTR$ ??? FOR
 SGN 6■RNDE■RND FOR 5■ ;6■RNDE£R
ND76■RNDE■RND?A  FOR 5
 167 TAB **?? CLEAR ?E■RND FOR E
■RND?A FOR ?E■RND FOR 5■ ;6■RND
E■RND FOR 5■ ;6■RND?VAL ?E■RND F
OR 5■  FOR ■ GOSUB ?6■RNDE■RND F
OR 5  ■ GOSUB ?TAB .??2?? LOAD ?
■  LN PRINT ■5 ■■NOT F?■4 RAND ■
  LN PRINT ■LN ■■???=Y■C■LN ■■Q
E■RND FOR 5■ ■ GOSUB ?TAB ??? LL
IST RND?0? ■
   20 DIM A$(704)
   30 RAND USR 16595
   40 SAVE "■"
   50 RUN
```

Fig. 2. – Le programme compilé.

Ces règles particulières sont énoncées dans le détail dans la notice accompagnant le compilateur.

Au terme des opérations de compilation, tout le logiciel compilateur doit avoir disparu, ainsi que le programme source, au profit d'une unique ligne REM. Sur la **figure 2,** nous avons ajouté quatre lignes de Basic exécutant des fonctions non compilables.

Si une quelconque erreur de syntaxe est détectée, la compilation s'arrête sur un message d'erreur autorisant une correction puis la reprise de la traduction.

Il est possible de faire fonctionner ce logiciel sans disposer du compilateur, mais au prix d'un long travail de saisie : il faut construire une ligne REM comportant au moins 991 caractères quelconques (par exemple des points), puis POKER entre 16514 et 17504 les codes regroupés à la **figure 3,** au moyen d'un petit programme de chargement. Celui de la **figure 4** a été spécialement écrit de façon à éviter à l'opérateur de perdre le fil de cette longue saisie, tout en simplifiant les vérifications périodiques.

La zone de tête du logiciel compilé, qui regroupe surtout des zéros, est réservée au rangement des variables par le programme objet lors de son exécution.

Utilisation du programme

Sitôt lancé par RUN, le programme de la **figure 2** fait apparaître un petit carré noir en bas et à gauche de l'écran. Les touches fléchées 5, 6, 7 et 8 permettent de le déplacer en vertical et en horizontal, alors que les touches R et Y d'une part, N et M d'autre part, commandent respectivement les mouvements diagonaux vers le haut et vers le bas. Le « spot » laisse normalement une trace de son passage, mais il suffit de presser la touche W (UNPLOT) pour qu'il devienne inopérant et se comporte même en gomme ! Le retour au mode « tracé » s'obtient en pressant la touche Q (PLOT).

La touche 9 (GRAPHICS) remplace le petit point noir par un gros carré gris obéissant aux mêmes règles, alors que la touche 0 (RUBOUT) le transforme en « grosse gomme ».



16514	33	0	0	0	0
16519	0	0	0	0	0
16524	0	0	0	0	0
16529	0	0	0	0	0
16534	0	0	255	255	0
16539	0	1	0	0	0
16544	0	0	0	0	0
16549	0	0	0	0	0
16554	0	0	0	0	0
16559	0	0	0	0	0
16564	0	0	0	0	0
16569	0	225	126	35	229
16574	254	255	200	215	24
16579	246	1	255	255	167
16584	237	82	3	48	250
16589	197	225	201	0	128
16594	0	253	54	34	0
16599	33	130	64	54	0
16604	35	125	254	186	32
16609	248	33	0	0	34
16614	152	64	33	1	0
16619	34	156	64	33	0
16624	0	34	134	64	205
16629	187	2	68	77	81
16634	20	62	128	40	4
16639	205	189	7	126	33
16644	130	64	119	35	54
16649	0	33	20	5	43
16654	124	181	32	251	42
16659	130	64	235	33	33
16664	0	167	237	82	194
16669	45	65	42	152	64
16674	235	33	1	0	235
16679	167	237	82	34	152
16684	64	42	130	64	235
16689	33	60	0	167	237
16694	82	194	64	65	33
16699	0	0	34	156	64
16704	42	130	64	235	33
16709	54	0	167	237	82
16714	194	83	65	33	1
16719	0	34	156	64	42
16724	130	64	235	33	37
16729	0	167	237	82	194
16734	102	65	33	2	0
16739	34	156	64	42	130
16744	64	235	33	28	0
16749	167	237	82	194	121
16754	65	33	3	0	34
16759	156	64	42	130	64
16764	235	33	36	0	167
16769	237	82	194	145	65
16774	42	152	64	235	33
16779	1	0	25	34	152
16784	64	42	130	64	235
16789	33	63	0	167	237
16794	82	194	161	65	195
16799	161	67	42	130	64
16804	235	33	34	0	167
16809	237	82	194	188	65
16814	42	134	64	235	33
16819	1	0	235	167	237
16824	82	34	134	64	42
16829	130	64	235	33	55
16834	0	167	237	82	194
16839	215	65	42	152	64
16844	235	33	1	0	235
16849	167	237	82	34	152
16854	64	42	130	64	235
16859	33	55	0	167	237
16864	82	194	239	65	42
16869	134	64	235	33	1
16874	0	25	34	134	64
16879	42	130	64	235	33
16884	62	0	167	237	82
16889	194	7	66	42	152
16894	64	235	33	1	0
16899	25	34	152	64	42
16904	130	64	235	33	62
16909	0	167	237	82	194
16914	31	66	42	134	64
16919	235	33	1	0	25
16924	34	134	64	42	130
16929	64	235	33	51	0
16934	167	237	82	194	58
16939	66	42	152	64	235
16944	33	1	0	235	167
16949	237	82	34	152	64
16954	42	130	64	235	33
16959	51	0	167	237	82
16964	194	85	66	42	134
16969	64	235	33	1	0
16974	235	167	237	82	34
16979	134	64	42	130	64
16984	235	33	50	0	167
16989	237	82	194	112	66
16994	42	134	64	235	33
16999	1	0	235	167	237
17004	82	34	134	64	42
17009	130	64	235	33	50
17014	0	167	237	82	194
17019	136	66	42	152	64
17024	235	33	1	0	25
17029	34	152	64	42	130
17034	64	235	33	35	0
17039	167	237	82	194	160
17044	66	42	134	64	235
17049	33	1	0	25	34
17054	134	64	42	156	64
17059	235	33	0	0	167
17064	237	82	194	189	66
17069	62	155	50	48	64
17074	42	152	64	77	42
17079	134	64	69	205	178
17084	11	42	156	64	235
17089	33	1	0	167	237
17094	82	194	218	66	62
17099	155	50	48	64	42
17104	152	64	77	42	134
17109	64	69	205	178	11
17114	42	156	64	235	33
17119	0	0	167	237	82
17124	194	239	66	33	136
17129	19	43	124	181	32
17134	251	42	156	64	235
17139	33	0	0	167	237
17144	82	194	12	67	62
17149	160	50	48	64	42
17154	152	64	77	42	134
17159	64	69	205	178	11
17164	42	156	64	235	33
17169	2	0	167	237	82
17174	194	28	67	205	63
17179	67	42	156	64	235
17184	33	3	0	167	237
17189	82	194	44	67	205
17194	63	67	42	156	64
17199	235	33	3	0	167
17204	237	82	194	60	67
17209	205	136	67	195	244
17214	64	33	42	0	235
17219	42	134	64	235	167
17224	237	82	34	180	64
17229	42	180	64	235	33
17234	2	0	235	205	196
17239	64	34	180	64	42
17244	152	64	235	33	1
17249	0	235	167	237	82
17254	34	178	64	42	178
17259	64	235	33	2	0
17264	235	205	196	64	34
17269	178	64	42	180	64
17274	69	42	178	64	77
17279	205	245	8	33	8
17284	0	125	215	201	33
17289	16	39	43	124	181
17294	32	251	42	180	64
17299	69	42	178	64	77
17304	205	245	8	33	0
17309	0	125	215	201	33
17314	22	0	34	132	64
17319	33	16	64	213	94
17324	35	86	235	209	34
17329	134	64	42	134	64

Fig. 3. – La liste des 991 octets du programme machine. Le programme se continue ci-contre, en haut de page.

```
17334  235  33   6    0    25
17339  34   134  64   42   12
17344  64   35   34   130  64
17349  42   130  64   110  38
17354  0    235  33   118  0
17359  167  237  82   194  216
17364  67   195  253  67   42
17369  134  64   235  42   130
17374  64   110  38   0    235
17379  115  42   134  64   235
17384  33   1    0    25   34
17389  134  64   42   130  64
17394  235  33   1    0    25
17399  34   130  64   195  197
17404  67   42   132  64   235
17409  33   1    0    235  167
17414  237  82   34   132  64
17419  42   132  64   235  33
17424  0    0    167  237  82
17429  194  27   68   195  30
17434  68   195  239  67   1
17439  0    0    205  245  8
17444  33   0    3    175  215
17449  43   124  181  32   249
17454  1    0    0    205  245
17459  8    205  187  2    68
17464  77   81   20   62   128
17469  40   4    205  189  7
17474  126  33   130  64   119
17479  35   54   0    42   130
17484  64   235  33   128  0
17489  167  237  82   194  90
17494  68   195  226  64   195
17499  52   68   0    0    128
17504  0
```

```
  1 REM ....991 POINTS........
 10 FOR F=16515 TO 16569
 20 POKE F,0
 25 NEXT F
 30 POKE 16514,33
 40 POKE 16536,255
 50 POKE 16537,255
 60 POKE 16540,1
 70 LET L=16569
 75 PRINT
 78 SCROLL
 80 PRINT L;"   ";
 85 LET K=0
 90 INPUT C
100 POKE L,C
110 PRINT C;"  ";
120 LET L=L+1
130 LET K=K+1
140 IF K>=5 THEN GOTO 75
150 GOTO 90
160 REM COPYRIGHT 1983
```

Fig. 4. – Un programme de chargement.

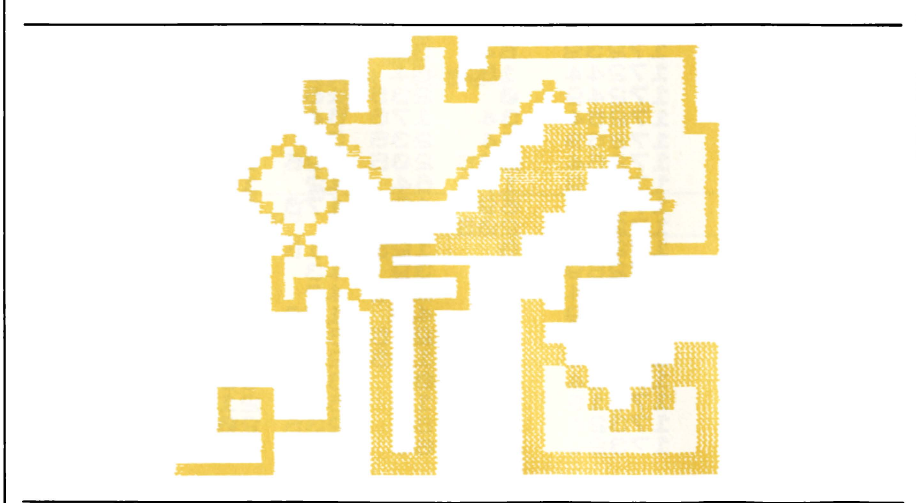


Fig. 5. – Exemple de graphisme réalisable très rapidement.

Il convient d'éviter soigneusement d'atteindre les bords de la zone utile de l'écran, car il n'a pas été prévu de « butées logicielles », afin d'économiser la peine de ceux de nos lecteurs qui frapperont ce programme au clavier !

Une fois le graphisme achevé, il faut presser la touche Z (COPY) pour transférer, quasi instantanément, les 704 octets du fichier d'affichage dans la chaîne A$ dimensionnée tout à fait en tête de la zone variable.

Ce travail effectué, la machine renvoie le « point traceur » à sa position de départ. Pour arrêter définitivement le programme, il faut franchir la bordure de l'écran en pressant la touche 5. A partir du compte-rendu d'erreur qui résulte de cette manœuvre, on peut lister le programme (pour effacer les lignes 10 à 50), ou tout simplement lancer un PRINT A$ de contrôle. A partir de cet instant, il est impératif d'éviter strictement l'instruction RUN, qui effacerait à jamais A$! Notons que les lignes 40 et 50 sont facultatives et ne servent qu'à sauvegarder sur cassette une version à lancement automatique de ce logiciel.

La **figure** 5 fournit, en guise de conclusion, un exemple guère artistique, mais complet, des possibilités de ce programme, auquel la compilation apporte un confort d'utilisation évident.

P. Gueulle



Un logiciel d'association de résistances

La série « E 12 » comporte, entre un ohm et 8,2 mégohms, 84 valeurs normalisées, couramment disponibles dans n'importe quel laboratoire d'électronique avec une tolérance souvent bien meilleure que 5 %.

Il est fréquent d'éprouver le besoin impératif d'une valeur non standard, qui pourra cependant être obtenue par une association série ou parallèle d'éléments courants.

Pour des raisons pratiques, l'association en parallèle s'avère plus commode, malgré une plus grande complexité des calculs devant être exécutés.

Même en se limitant à l'association de deux résistances, on obtient directement 7056 valeurs comprises entre 0,5 ohm et 4,1 mégohms.

Comme il ne saurait être question de connaître cette série par cœur (!), nous avons mis au point ce petit logiciel capable d'effectuer très rapidement une recherche qui ne laissera aucune possibilité au hasard.

Principe du programme

La méthode que nous avons programmée en machine consiste à calculer tous les assemblages susceptibles de présenter une résistance voisine de celle demandée, et à retenir le premier se situant dans la fourchette de tolérance spécifiée par l'utilisateur. Les éventuelles autres combinaisons possibles peuvent être consultées à la suite, en cas de manque dans les valeurs de base nécessaires.

Sachant que la résistance d'un montage parallèle est toujours inférieure à la plus faible de ses composantes, la recherche ne commence que par la mise en parallèle des deux valeurs immédiatement supérieures à celle désirée, ce qui accélère très sensiblement le processus.

Sur un ordinateur Oric 1, il faut en effet cinq minutes et demi pour une recherche complète, alors que, dans les cas raisonnablement simples, une première solution est proposée en quelques secondes seulement. Bien sûr, le délai de réponse augmente avec la précision demandée, mais n'oublions pas que chercher à obtenir une précision de 1 % en associant des résistances à 5 % relève du charlatanisme pur et simple ! En toute rigueur, il faudrait lancer la recherche en spécifiant une tolérance égale ou supérieure à celle des éléments de base qui seront employés. Cela n'est cependant pas une règle absolue, puisque les techniques modernes de fabrication des résistances à couche permettent souvent d'excellentes surprises lors du contrôle de composants réputés à 5 %.

Pour des raisons de simplification, c'est la machine qui calcule les 84 valeurs de base à partir des douze

coefficients normalisés, contenus dans une ligne Data.

Ces 84 valeurs prennent place dans un tableau de variables DIM A (84), ce qui permet un accès rapide et facile à chacune d'elles lors des calculs, grâce à une double boucle FOR-NEXT.

Mis au point sur un ordinateur Oric 1, ce programme devrait fonctionner sans modifications sensibles sur toutes les machines munies d'un Basic de type Microsoft ou similaire. Seules les instructions sonores PING et EXPLODE pourront éventuellement poser un problème de transcription.

Ces signalisations ne sont d'ailleurs nullement indispensables, mais bien pratiques pour alerter l'opérateur lors de recherches de durée non négligeable.

PING indique qu'un résultat est affiché, alors qu'EXPLODE signale l'échec des recherches, soit à cause d'une valeur demandée hors intervalle, soit du fait d'exigences trop strictes en matière de tolérance.

Des découvertes intéressantes pourront être faites en prenant le « risque » d'exiger une valeur exacte (tolérance 0 %) : les téléphonistes seront ainsi ravis de constater que 1 000 et 1 500 Ω en parallèle donnent exactement 600 Ω...

Utilisation du logiciel

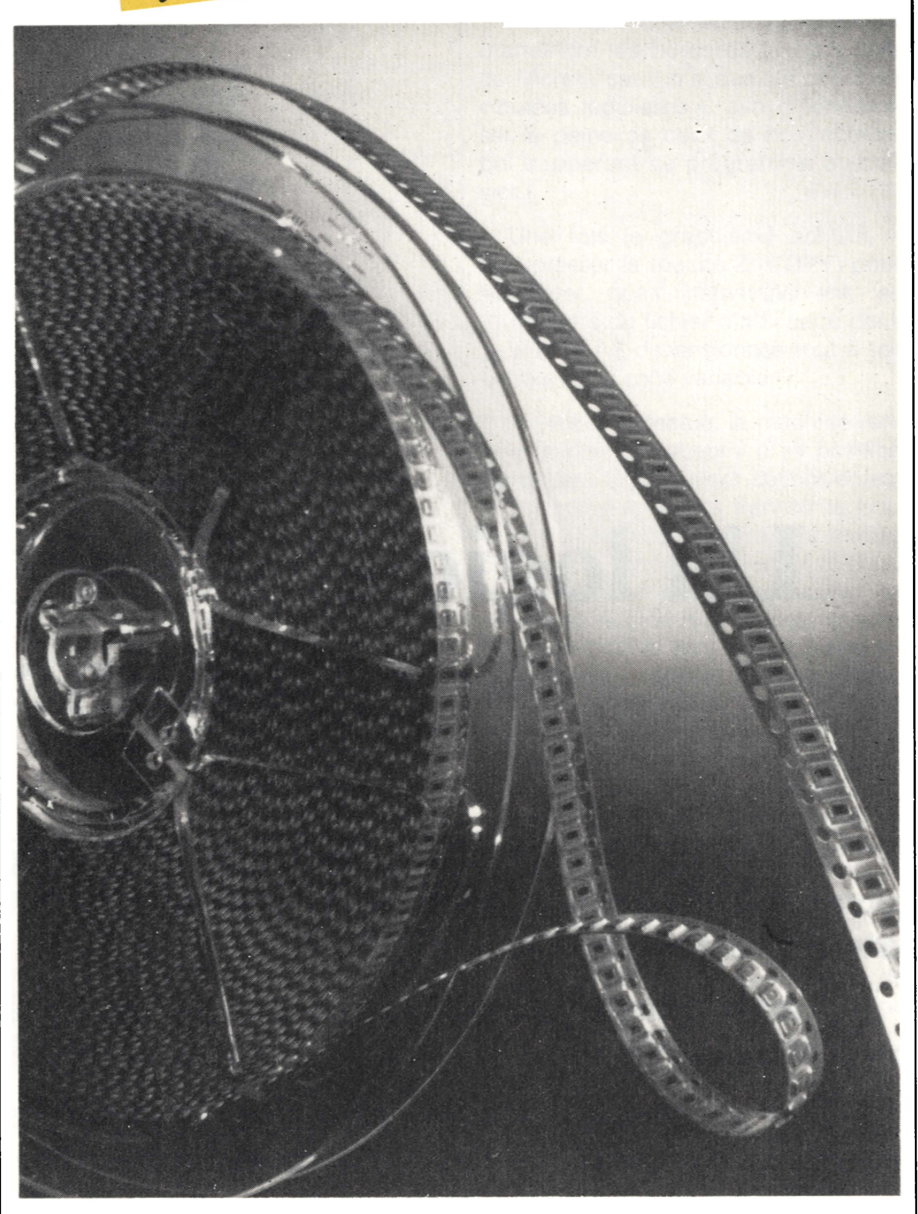
Le mode d'emploi du programme est des plus simples, et conviendra même aux utilisateurs non informaticiens.

Sitôt lancé par RUN, le logiciel demande la valeur devant être obtenue, et la tolérance admissible. Les deux réponses seront, bien sûr, validées par RETURN.

Un message s'affiche alors, destiné à faire patienter l'utilisateur, qui n'aura plus qu'à attendre un signal sonore. Si une solution apparaît à l'écran, elle répond obligatoirement aux conditions imposées. Une simple pression sur la barre d'espace suffit pour que la recherche continue, et que d'éventuelles autres solutions soient proposées, toujours dans la même fourchette de tolérance.

Pour arrêter le programme en cours de déroulement, il faut lancer un BREAK grâce à la combinaison CTRL C. Le poussoir RESET dissimulé sous la machine peut aussi être utilisé, puisqu'il n'efface pas le programme.

On peut cependant, tout simplement, emmener le programme jusqu'à son terme, auquel cas il s'arrête seul sur un STOP. Dans tous les cas, un RUN permettra de relancer l'exécution pour procéder à une nouvelle recherche.



Pour vous retrouver dans les nombreuses valeurs de vos résistances, il suffit de « dérouler »... le programme ci-contre ! (Doc. RTC – Résistances en « chips ».)

Conclusion

Malgré sa simplicité, ce programme est un exemple d'utilisation pratique « rentable » d'un ordinateur individuel.

La machine ne prend que cinq minutes et demi pour effectuer une recherche complète qui occuperait pendant **une trentaine d'heures** un opérateur muni d'une calculatrice à quatre opérations !

Le traitement automatisé ne laisse aucune place à l'improvisation, et ne néglige aucune possibilité : si une solution existe, elle sera immanquablement trouvée.

Ce principe de recherche systématique des possibilités est le même que celui servant dans les jeux d'échecs, et permettant à l'ordinateur de gagner presque à tout coup. Seulement, il ne s'agit pas là d'un jeu...

P. Gueulle

```
20 CLS:PRINT:PRINT
30 PRINT "VALEUR A OBTENIR (EN OHMS) ?"
32 INPUT R
34 PRINT "TOLERANCE ADMISSIBLE EN % ?"
36 INPUT T
50 CLS:PRINT:PRINT
60 PRINT "RECHERCHE EN COURS ..."
70 DIM A(84) : C=1
80 E=1 : GOSUB 1000
90 E=10 : GOSUB 1000
100 E=100 : GOSUB 1000
110 E=1000 : GOSUB 1000
120 E=10000 : GOSUB 1000
130 E=100000 : GOSUB 1000
140 E=1000000 : GOSUB 1000
145 IF R<.5 THEN PRINT "IMPOSSIBLE"   EXPLODE   STOP
150 B=1
160 IF A(B)>R THEN 200
170 B=B+1
180 IF B>84 THEN PRINT "IMPOSSIBLE"   EXPLODE   STOP
190 GOTO 160
200 FOR G=B TO 84
210 FOR H= B TO 84
220 X=(A(G)*A(H))/(A(G)+A(H))
230 IF X>R+(R*T/100) THEN 300
240 IF X<R-(R*T/100) THEN 300
250 PRINTA(G);" OHMS" : PING
260 PRINT "EN PARALLELE AVEC"
270 PRINTA(H);" OHMS"
280 PRINT:PRINT "EQUIVALENT A:"
290 PRINT(INT(100*X))/100;"OHMS"
295 PRINT:PRINT"POUR CONTINUER: PRESSER UNE TOUCHE"   GET Z$
300 NEXT H
310 NEXT G
320 PRINT "PAS TROUVE ..." : EXPLODE   STOP
330 REM COPYRIGHT 1983 P.GUEULLE
1000 FOR F=1 TO 12
1010 READ D
1020 A(C)=D*E
1030 C=C+1
1040 NEXT
1050 RESTORE
1060 RETURN
1070 DATA 1,1.2,1.5,1.8,2.2,2.7,3.3,3.9,4.7,5.6,6.8,8.2
```

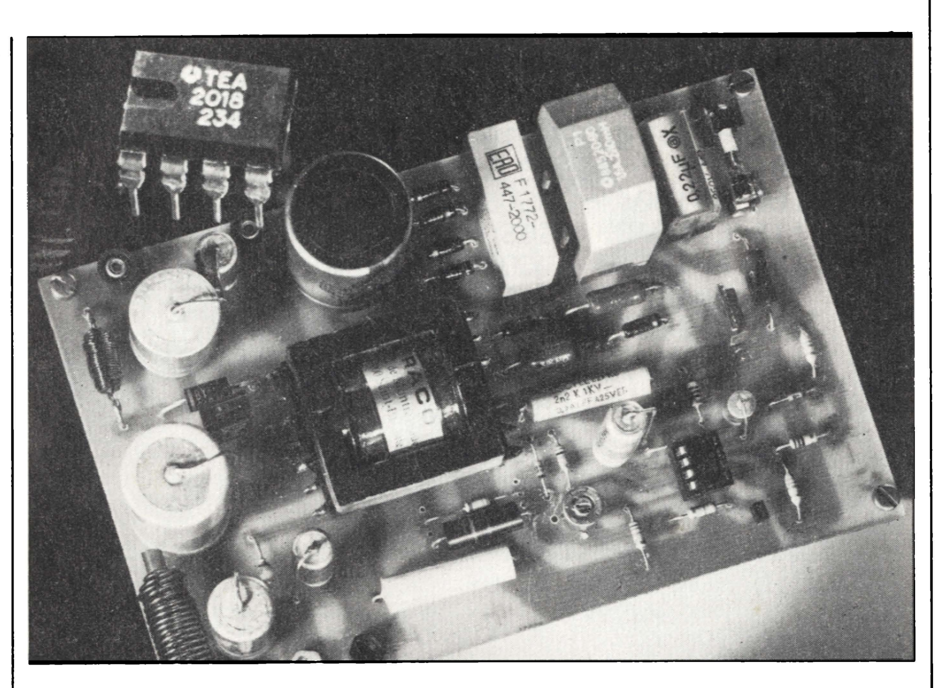
Le programme proposé par l'auteur « tourne » sur l'ordinateur Oric 1.

LES COMPOSANTS ACTIFS

de visu

Circuit de commande pour alimentation à découpage





Le circuit **TEA 2018** est adapté pour les applications à gros volume utilisant une alimentation à découpage de type « fly-back » jusqu'à des valeurs de l'ordre de 90 W.

La gamme des applications est très vaste : moniteurs vidéo, jeux vidéo, TV noir et blanc, TV couleur 90°, amplificateurs Hi-fi, générateurs de fonctions...

Principales caractéristiques :

- Commande directe du transistor de puissance.
- Courant de commande positif et négatif (max ± 0,5 A)
- Limitation de courant.
- Contrôle de démagnétisation.
- Protection contre les surcharges et les courts-circuits.
- Courant de sortie fonction du courant collecteur du transistor de commutation ($I_c = KI_B$), K programmable.
- Basse consommation au démarrage.
- Valeur minimale de t_{ON} = 2 µs.

Le TEA 2018 est disponible en boîtier plastique DIL 8 broches.

Thomson Semiconducteurs
45, avenue de l'Europe, 78140 Vélizy.
Tél. : (3) 946.97.19
Tx : 204 780 F

Commande de moteur pas-à-pas

Voici deux nouveaux circuits intégrés pour commande de moteurs pas-à-pas. Le premier, référencé **UC 3717**, a été réalisé pour commander et entraîner un enroulement d'un moteur pas-à-pas bipolaire. Le dispositif comporte un circuit d'entrée compatible avec une logique LS-TTL, un détecteur de courant, un étage monostable et un circuit de sortie avec protection incorporée par diodes Schottky. Ce circuit peut fonctionner avec des tensions d'alimentation du moteur comprises entre 10 et 45 V.

L'UC 3717 est un circuit d'entraînement à découpage, à courant constant, ayant une sortie contrôlable de 10 mA à 1 000 mA. Les niveaux de courant peuvent être sélectionnés en échelons ou encore de manière continue. La puce peut fonctionner ou bien en mode pas complet ou en mode demi-pas. Un temporisateur intégré garantit qu'aucun court-circuit ne peut avoir lieu à la sortie pendant la variation de phase.

Le second circuit, référencé **UC 1637**, est prévu pour la commande « PWM » de moteurs pas-à-pas. Il est prévu pour être utilisé avec une grande variété d'applications de commande de moteurs pas-à-pas et de servo-amplificateurs faisant appel à des circuits d'attaque ou bien unidirectionnels ou bien bidirectionnels.

Ce circuit monolithique comporte un oscillateur en dent de scie (jusqu'à 350 kHz), un amplificateur de signal d'erreur et deux comparateurs PWM avec étages de sortie fournissant plus ou moins 100 mA. Le circuit de protection comporte un blocage en cas de tension insuffisante, une limitation de courant impulsion par impulsion et un point d'accès de coupure ayant un seuil de 2,5 V compensé en température. La limitation du courant et l'arrêt peuvent être programmés de l'extérieur.

Fabricant : **Unitrode**

Distribué par :

Spetelec
Tour Europa 111
94532 Rungis Cedex
Tél. : (1) 686.56.65.

VCO de précision

Le **SSM 2038** est un VCO de précision conçu spécialement pour les applications de musique électronique et synthétiseurs. La fréquence de sortie peut être réglée dans un rapport de 5000 à 1, grâce à une commande d'entrée à la fois linéaire et exponentielle.

Ce circuit comporte une conversion exponentielle totalement différentielle en fonction des entrées positives et négatives, ce qui simplifie son utilisation. De plus, il contient une régulation thermique interne qui élimine tout problème de compensation thermique.



Le SSM 2038 dispose de trois sorties bufferisées : en dents de scie, en triangle et en impulsions. La sortie en impulsions peut être commandée avec un rapport s'étendant de 0 à 100 %, les bords étant francs grâce à un comparateur interne à hystérésis.

Enfin, le circuit contient une synchronisation, un réglage de suite à haute fréquence et un ajustage d'échelle par la tension.

Présenté en boîtier DIL à 16 pattes, le SSM 2038 est alimenté en ± 15 V.

Fabricant : **S.S.M.**

Distributeur :

I.S.C. France
28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél. : (1) 506.42.75
Tx : 61 45 96

RAM statique 16 K très rapide

L'**AM 2167-35** est une mémoire RAM statique 35 ns, organisée en 16 K par 1.

Elle consomme seulement 660 mW dans son état actif. Lorsqu'elle est désactivée par la broche de validation, la mémoire entre automatiquement dans un mode de consommation réduite et la puissance dissipée se trouve réduite de plus de 80 %, soit 110 mW.

L'architecture de ce composant haute vitesse la destine à des applications telles que la mémoire de calculateur d'un système de traitement d'image ou de traitement du signal. Tous les niveaux des signaux d'interface sont conformes aux spécifications TTL, ce qui garantit une bonne immunité au bruit et simplifie la conception du système.

Advanced Micro Devices
74, rue d'Arcueil, Silic 314, immeuble Helsinki, 94588 Rungis Cedex.
Tél. : (1) 687.36.66
Tx : Admicro 202053

EAROM 272 bits

Voici une nouvelle mémoire programmable électriquement, référencée **µPD 6250.**

Organisée en 17 mots de 16 bits, cette EAROM de 272 bits dispose de 4 E/S pour son écriture/lecture. Le boîtier DIP à 16 sorties inclut de plus les fonctions : décodage-adresses ; horloge ; générateur ; programmeur ; cellules mémoires programmables.

Les domaines d'application du µPD 6250 sont :

– Mémorisation de stations radio présélectionnées sur un tuner digital.
– Mémoire de sauvegarde.
– Aide à la mise au point d'un microcalculateur.
– Compteur kilométrique électronique automobile...

La tenue des informations mises en mémoire est de dix ans au minimum, et la gamme de température en fonctionnement varie de – 20 ° à + 75 °C.

NEC
Tour Chenonceaux, 204, rond-point du Pont-de-Sèvres, 92516 Boulogne-Billancourt
Tél. : (1) 609.90.04
Tx : Necef 203544F

RAM 1 K × 4 très basse tension

Cette RAM statique C.MOS, organisée en 1 K-mots de 4 bits, permet de travailler directement à partir des tensions des lignes téléphoniques.

Référencée **µPD 444 LC**, cette mémoire offre les caractéristiques suivantes :

– Vcc : 2,5 V.
– Courant de fonctionnement : 10 mA.
– Temps d'accès : 2 µs.
– Tension de sauvegarde des données : 2 V.
– Courant de sauvegarde des données : 2 µA.

NEC
Tour Chenenceaux, 204, rond-point du Pont-de-Sèvres, 92516 Boulogne Billancourt
Tél. : (1) 609.90.04
Tx : Necef 203544 F

Circuits de commande d'allumage de lampe

Les circuits intégrés de la série **LS 7231** à **LS 7236** sont commandés par un simple attouchement, et ils contrôlent aussi bien l'allumage et l'extinction que le niveau de l'intensité lumineuse sans moyen mécanique. Cette commande se fait par régulation du rapport cyclique entre 23 % à 88 %, c'est-à-dire un contrôle de l'angle de phase entre 41 et 159 degrés.

Réalisés en technologie PMOS à implantation ionique, les TS 7231 à 7236 commandent directement un triac sans avoir besoin d'horloge extérieure : toutes les temporisations internes sont synchronisées sur la fréquence de ligne à l'aide d'un circuit PLL interne.

Selon la durée du contrat sur la plaque sensible et selon les modèles, on obtiendra un allumage ou une extinction, une variation de luminosité dans un sens ou dans l'autre, une mémorisation du niveau en vue d'allumages ultérieurs...

Dans leur configuration la plus simple, ces circuits ne nécessitent que 6 résistances, 5 condensateurs, une self, un triac et 3 diodes dont une Zener. Il prennent leur alimentation directement sur la ligne.

Fabricant : **L.S.I.**

Distributeur :

I.S.C. France
28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél. : (1) 506.42.75
Tx : 614596



Circuit de contrôle stéréo ▶

Le circuit 18 sorties **TEA 2012**, en technologie bipolaire, intègre les fonctions stéréo suivantes :

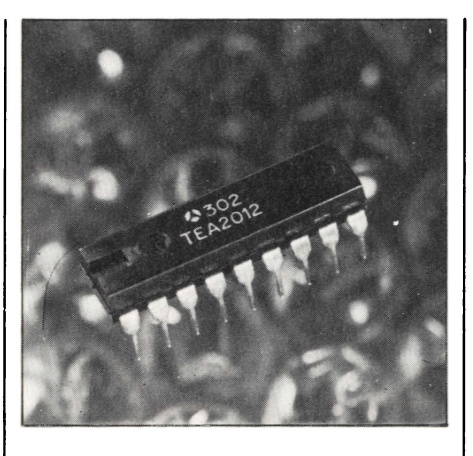
- Contrôle de volume.
- Contrôle de balance.
- Contrôle de tonalité.
- Contrôle de correction physiologique.

Caractéristiques essentielles :

- Rapport signal sur bruit élevé : 100 dB typ.
- Tension de sortie élevée (2,5 V RMS).
- Correction physiologique ajustable avec deux résistances seulement.
- Réduction automatique de la dynamique de tonalité au volume max.
- Distorsion typique 0,15 %
- Tension d'entrée max. 1 V RMS

Applications : TV stéréo, autoradio, minichaînes bas de gamme.

Thomson Semiconducteurs
45, avenue de l'Europe, 78140 Vélizy.
Tél. : (3) 946.97.19
Tx : 204 780 F



Deux PROMS rapides 16 K

Ces deux nouvelles PROMS, référencées **63S1681A** et **63S1681** offrent respectivement des temps d'accès maximum de 35 et 50 ns et un temps d'accès typique de 27 ns ; cette rapidité les rend idéales pour de multiples applications telles que le stockage de microprogrammes, les tables de référence, la génération de caractères et le transcodage.

Ces nouvelles PROMS s'alimentent sous 5 V et consomment 130 mA en typique. Elles sont organisées en 2048 mots de 8 bits et sont disponibles en trois sortes de boîtiers.

Monolithic Memories
8, rue de l'Esterel, Silic 463
94613 Rungis Cedex
Tél. : (1) 687.45.00
Tx : 202 146 F

Processeur semi-graphique monocircuit

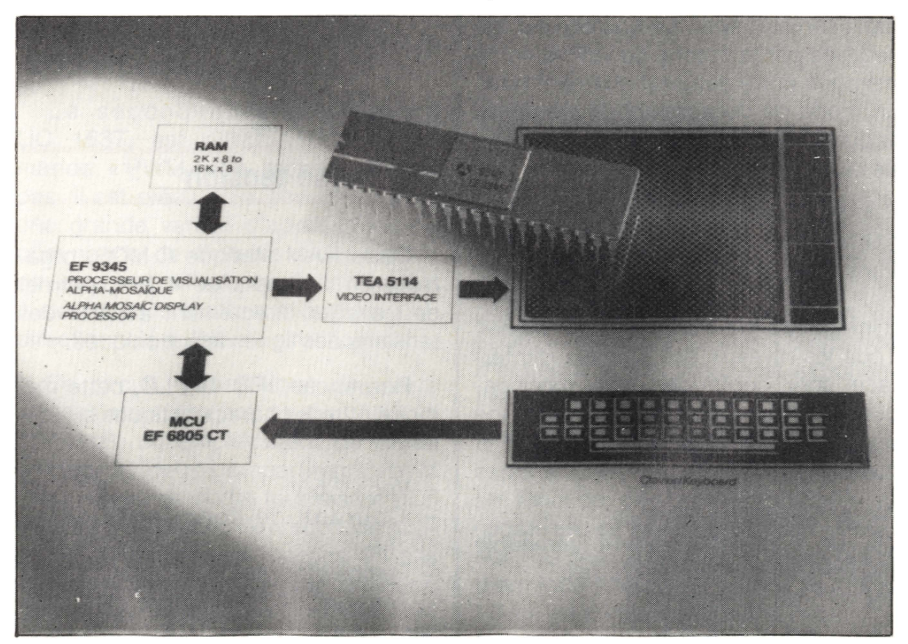
Avec le nouveau circuit **EF 9345**, il est maintenant possible de réaliser un contrôleur d'écran (couleur ou monochrome) avec seulement deux boîtiers ! Réduisant du même coup, et de façon considérable, le coût du contrôle et son encombrement.

Caractéristiques essentielles :

- Contrôleur en un seul boîtier.
- Standards TV 50 ou 60 Hz.
- 2 formats 25 ou 21 lignes de 40 caractères, 25 ou 21 lignes de 80 caractères.
- Générateur de 128 caractères alphanumériques et 128 caractères semi-graphiques dans le circuit.
- Extension possible du jeu de caractères (jusqu'à 1 K-caractères).
- Attributs pour 40 caractères/ligne : avant-plan ou fond couleur, double hauteur, double largeur, clignotement, vidéo inverse, soulignage, masquage, incrustation, accentuation des minuscules.
- Attributs pour 80 caractères/ligne : soulignage, clignotement, vidéo inverse, demi-intensité.
- Défilement haut et bas programmable - curseur.
- Registre à décalage R G B I intégrés.
- Synchro externe possible.
- Compatibles avec de nombreux micros : 6805 CT, 6801, 8048, 8051...
- 16 K × 8 de mémoire privée.
- Utilisation facilitée de toute mémoire ROM, RAM, DRAM.
- Compatibilité avec le kit EF 9340/41.

Thomson Semiconducteurs
45, avenue de l'Europe, 78140 Vélizy
Tél. : (3) 946.97.19
Tx : 204 780 F





LES COMPOSANTS PASSIFS

de visu

composants RLC

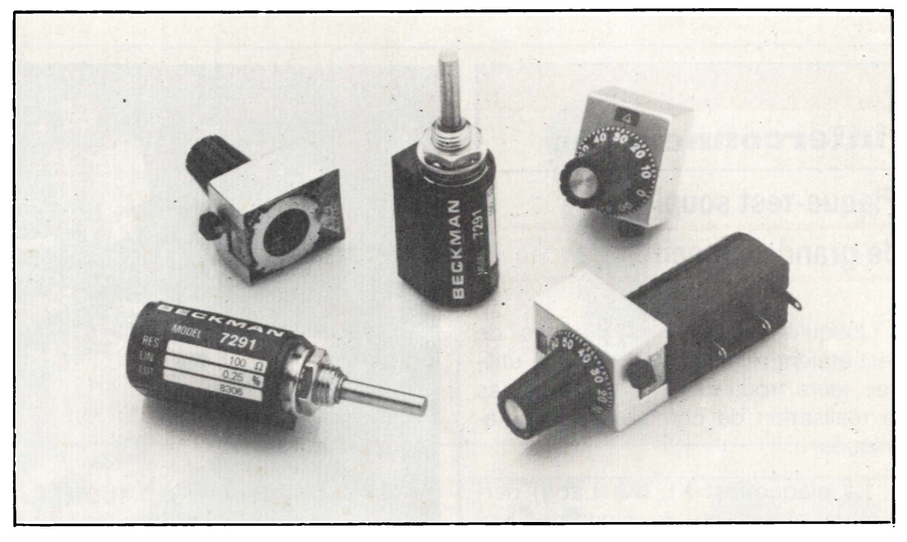
Potentiomètre miniature 10 tours

Le modèle **7291** est un potentiomètre de précision miniature 10 tours, allant de paire avec son bouton compte-tours haute précision, référencé **2991.** L'utilisation de ces deux composants permet un gain de place sur les faces avant, tout en gardant les caractéristiques d'un potentiomètre classique. Les dimensions du potentiomètre 7291 sont : ∅ = 13 mm ; L = 25,5 mm ; L. axe : 20,6 mm ; ∅ axe : 3,175 mm (1/8[e] de pouce).

Le bouton compte-tours a les dimensions suivantes : l = 15 mm ; H = 18,5 mm ; épaisseur = 24 mm.

Les valeurs de résistances standards sont disponibles en dix valeurs allant de 100 Ω à 100 kΩ. La dissipation est de 1,5 W à 40 °C ; la tolérance standard est de 3 % et la linéarité de 0,3 %.

Beckman,
52-54, chemin des Bourdons, BP 50
93220 Gagny
Tél. : 302.50.72
Tx : 212971

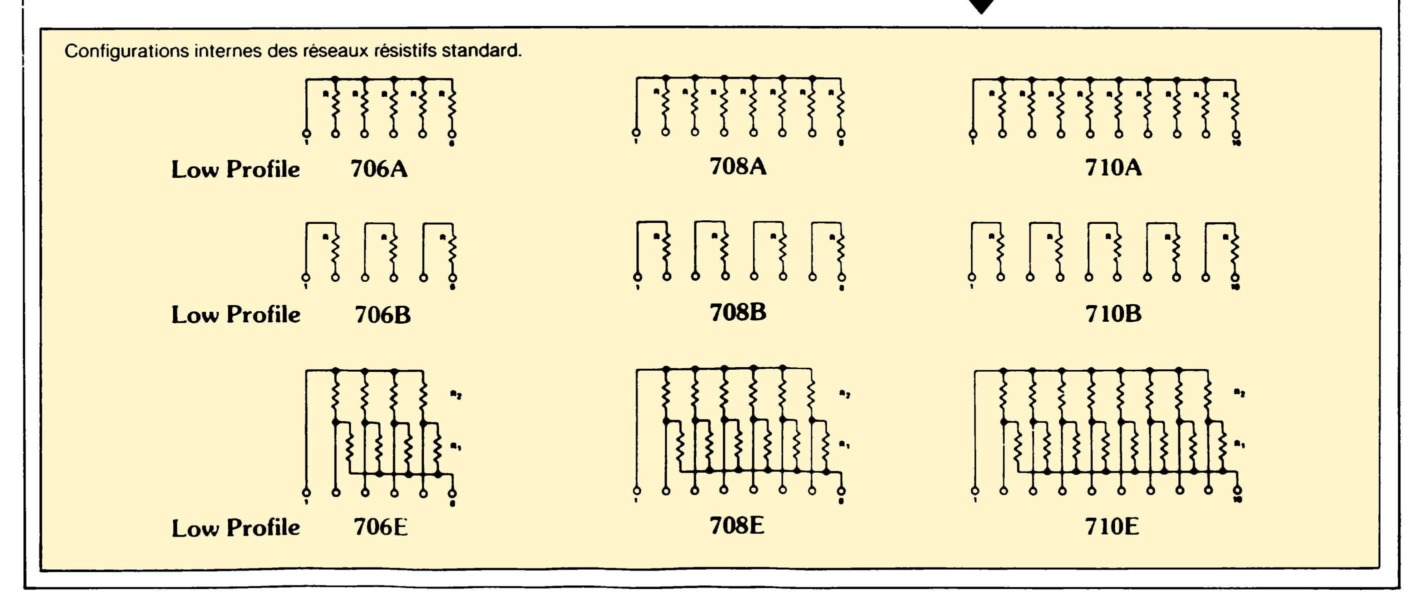


Réseaux et résistances Cermet

Les réseaux résistifs de la **série 700** se présentent en boîtier bas profil (hauteur sur CI limitée à 4,8 mm) de type « single-in-line », dans une gamme comprise entre 22 Ω et 1 MΩ. La tolérance sur chaque valeur ohmique est de ± 2 %, pour un coefficient en température de ± 100 ppm/°C. De meilleures performances en dissipation et stabilité thermique ont été obtenues grâce à un dépôt des résistances en couche épaisse sur toute la hauteur du substrat. Autre avantage : le repérage de la broche n° 1 sur le dessus du boîtier permet un montage correct et rapide des réseaux. De plus, le marquage laser de la référence est très lisible et résiste aux diverses opérations de lavage des circuits imprimés. La série 700 comprend en standard des réseaux à point commun ou à résistances isolées en configuration 6, 8 ou 10 broches. Elle est destinée aux applications telles que réseaux « pull-up » et pull-down », charge en ligne, limitation de courant, charge ECL, etc.

Allen-Bradley
Tour Pariféric
6, rue Emile-Reynaud
93306 Aubervilliers Cedex
Tél. : (1) 835.82.00
Tx : 240834F

Configurations internes des réseaux résistifs standard.



LES PRODUITS CONNEXES

de visu

interconnexions

Plaque-test souple de grande capacité ▶

Jusqu'à présent, les plaques de test étaient relativement rigides à utiliser, leurs trous fixes ne facilitant pas la réalisation de combinaisons dynamiques.

La plaque-test **KL** (Kit Labo) permet la réalisation de montages sophistiqués sur une surface minimale.

Le support de base (98 cm²), régulièrement percé de trous de 7 mm de diamètre, peut recevoir, par simple pression, des cubes de plastique souple qui contiennent des inserts métalliques assurant les liaisons électriques entre les composants.

Leur conception modulaire (ils peuvent tourner sur 360°) permet une disposition aérée des composants, sans mobilisation inutile de centaines de contacts inexploités.

Grâce à la souplesse des cubes, des fils de diamètre important (jusqu'à 1,2 mm au moins) peuvent être insérés sans endommager les contacts.

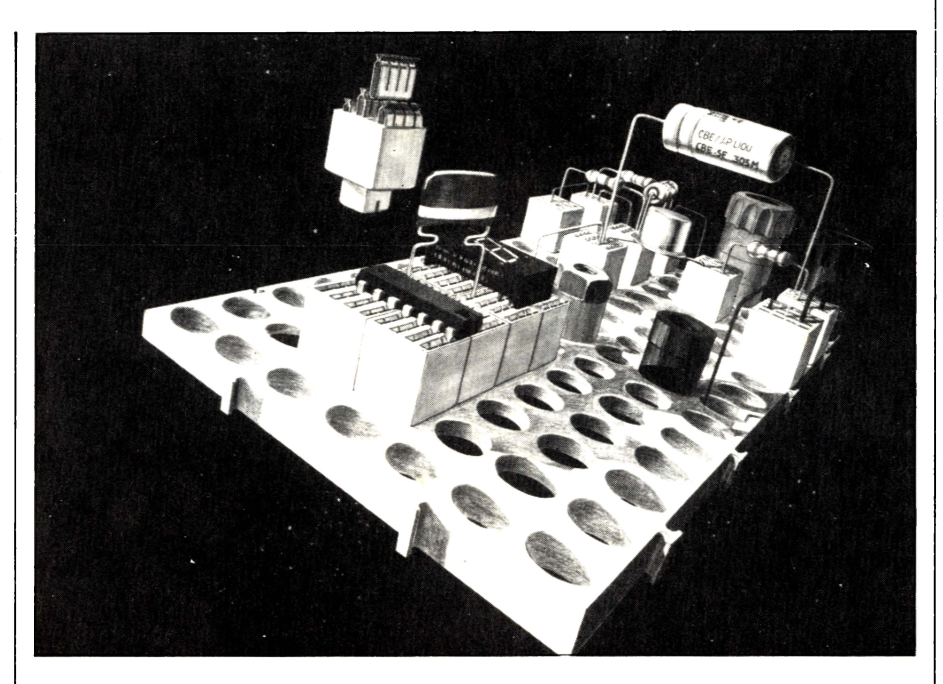
La plaque-test KL peut recevoir jusqu'à 1 568 contacts amovibles et tient le pas de 2,54 à l'infini.

En cas de court-circuit, il suffit de changer l'insert et non la plaque tout entière.

Les contacts acceptent 30 000 insertions et leur durée de vie est plus longue.

La plaque KL accepte tous types de composants : douilles bananes, interrupteurs ou inverseurs, poussoirs.

E.I.S.A. (M. Meyer)
Centre PMI SOFCAR
ZI du Mont-Blanc
rue de Montréal
74100 Ville-la-Grand
Tél. : (50) 92.73.75



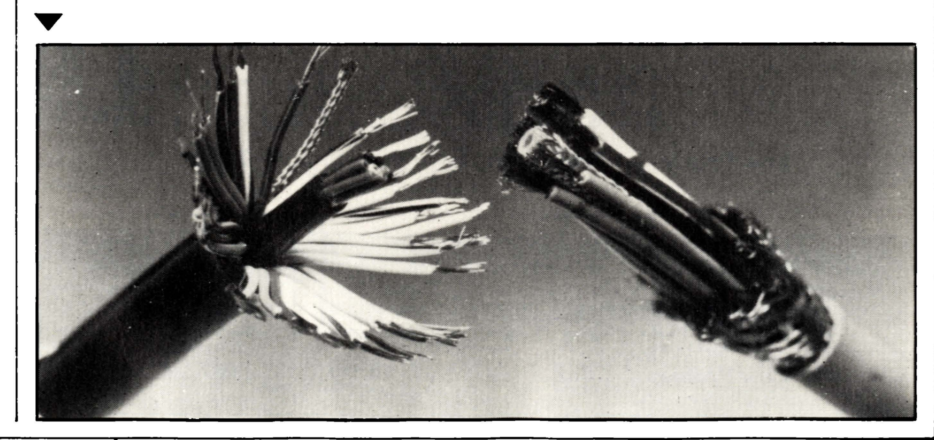
Câbles blindés spéciaux

Ces câbles comportent jusqu'à 127 conducteurs, ou 127 paires de conducteurs, ou un câblage en faisceau (3 à 20 de base).

Les conducteurs sont en cuivre ou étamés. L'isolement des conducteurs est en PVC, PE ou PE cellulaire selon les exigences en température (de – 40 °C à + 105 °C).

De nombreuses possibilités de blindage existent : fils en cuivre nu ou étamé, tresse, guipage, film alu recouvert de plastique avec un conducteur auxiliaire.

▼

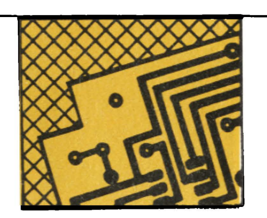


La gaine quant à elle est soit en PVC (différents types : résistance à la chaleur, froid, résistance aux huiles et solvants) ou en PE pour pose extérieure.

Ces câbles sont particulièrement adaptés pour des postes fixes ou mobiles, en environnement sec ou humide.

Ils sont particulièrement adaptés aux besoins tels que : TV, informatique, automatisation et industrie.

Canetti
16, rue d'Orléans
92200 Neuilly-sur-Seine
Tél. : (1) 758.12.82
Tx : 620 235



PRODUITS CONNEXES

capteurs

Accéléromètres asservis

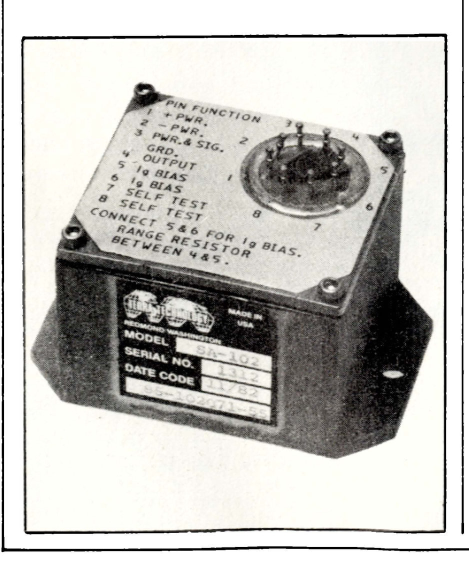
Les accéléromètres Terra-Tech **SA 102** et **SA 111** couvrent des étendues de mesure de ± 0,19 à ± 10 g. Ils sont disponibles en version mono, bi ou triaxiales.

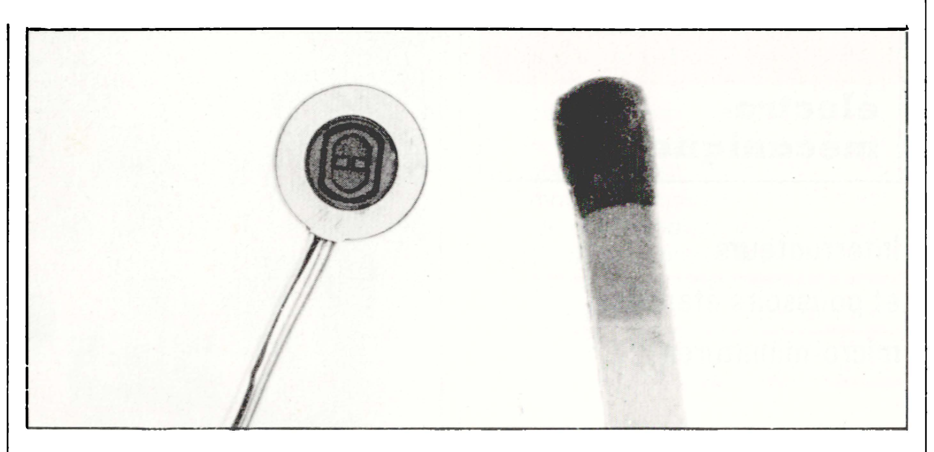
De par leur conception, ces appareils offrent des performances élevées, une grande stabilité à long terme ainsi qu'une bonne tenue aux chocs et aux vibrations.

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

- tension d'alimentation : ± 9 à ± 18 VDC ;
- signal de sortie : ± 5 VDC (± 10 VDC disponible) ;
- impédance de sortie : 10 Ω ;
- écarts de linéarité : 0,05 % de l'E.M. ;
- hystérésis : 0,01 % de l'E.M. ;
- résolution : 0,0005 % de l'E.M.

Fabricant : **Terra Technology**
Distributeur :
F.G.P. Instrumentation
84, rue Henri-Prou
78340 Les Clayes-sous-Bois
Tél. : (1) 055.74.92





Capteur de pression ultra-miniature

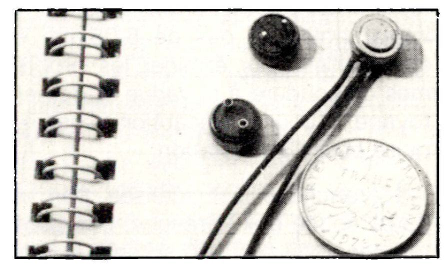
Le modèle **8515A** est un capteur de pression piézorésistant ultra-miniature destiné à être utilisé sur des structures (pales d'hélice) où un capteur conventionnel pourrait, du fait de son épaisseur, perturber la mesure. Par son faible encombrement et sa forme extrêmement plate, il ne modifie pas l'écoulement de l'air qui l'environne. Son épaisseur est de 0,63 mm pour un diamètre de 6,35 mm et un poids de 0,08 g.

Le modèle 8515A donne une sortie de 300 mV pleine échelle sous une alimentation de 10 V continu à 24 °C. Il a une excellente linéarité et une très faible sensibilité aux contraintes.

Il est équipé d'une compensation en température par circuit hybride contenu dans le boîtier et est caractérisé pour travailler dans la gamme de température de – 54 °C à + 121 °C. Les capteurs peuvent être compensés sur une plage de température de 94 °C à placer dans la gamme de – 54 °C à 121 °C.

Ce capteur est disponible dans les gammes de mesures suivantes : 1 bar, 3,5 bars absolu et 3,5 bars scellé.

Endevco
76, rue des Grands-Champs
75020 Paris
Tél. : (1) 373.43.59
Tx : 680498



Thermostat miniature

Il s'agit d'un thermostat à disque ayant un pouvoir de coupure de 1,5 A sous 250 V couvrant une gamme de température de 70 à 160 °C.

Son intérêt essentiel réside dans ses dimensions : diamètre 10 mm, épaisseur : 5,5 mm.

Ce modèle, commercialisé sous la référence **35**, existe en trois versions : sortie circuit imprimé au pas de 2,54 mm ; sortie à souder ; corps rendu étanche par résine époxy avec sortie par fils isolés.

Ce composant répond à une demande croissante de modèles de très petites dimensions pour des applications variées : protection de transformateurs, semi-conducteurs, ordinateurs et microprocesseurs, ventilateurs, micromoteurs.

Comepa
34, rue Jacquart
93500 Pantin
Tél. : 844.87.39
Tx : 67.09.37